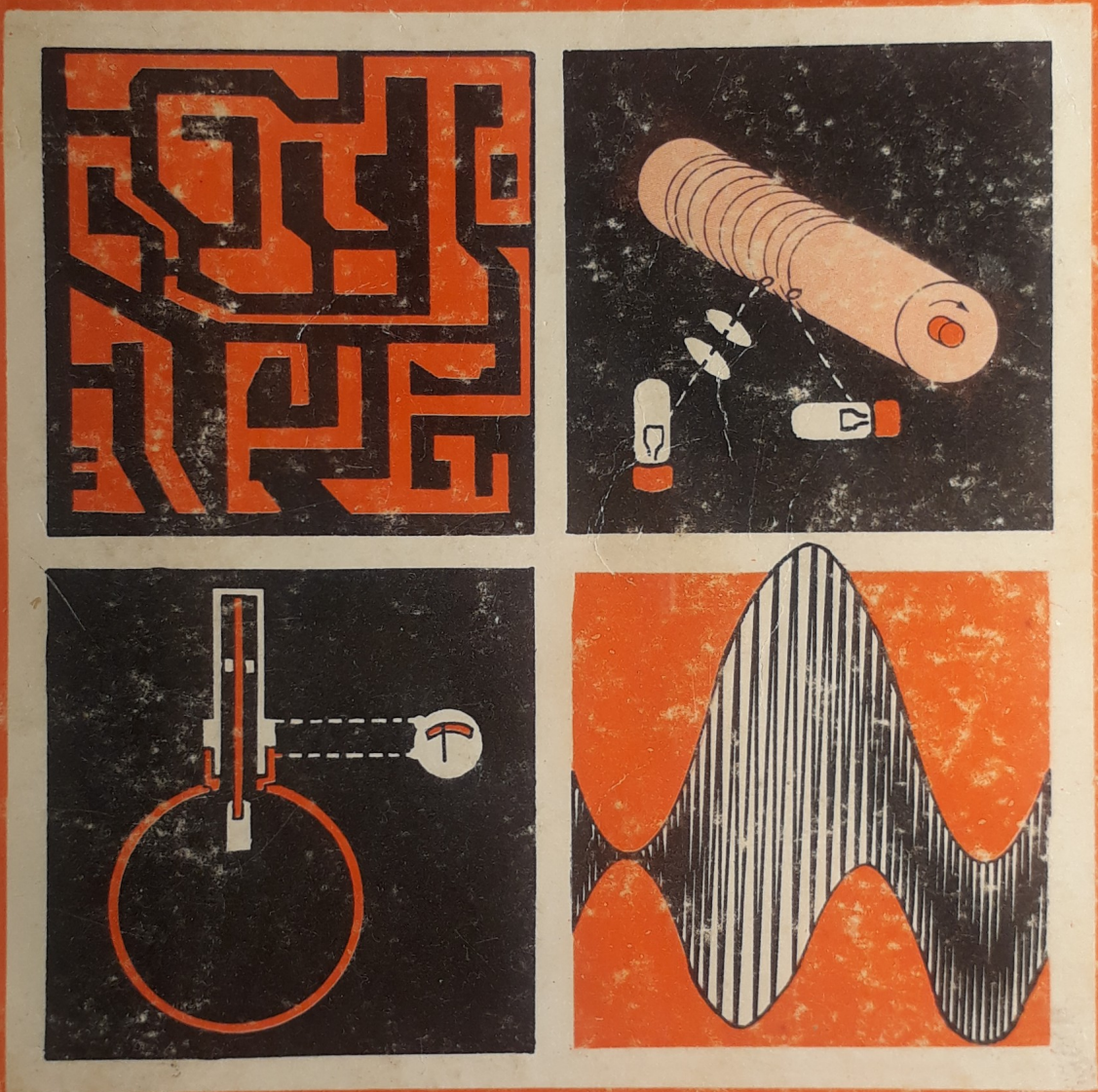
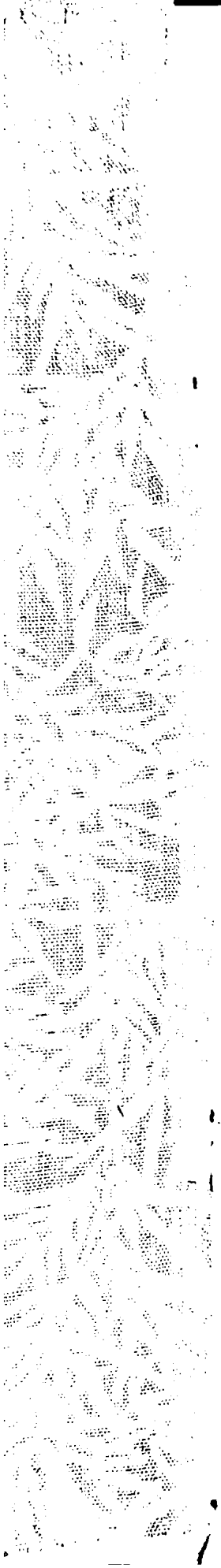
EQUIPOS MODERNOS DE RADIO

TEORIA Y REPARACION

CLYDE N. HERRICK



EDITORIAL BELL S. A.



EQUIPOS MODERNOS DE

RADIO

TEORIA Y REPARACIONES

Clyde N. Herrick

EQUIPOS MODERNOS DE RADIO

TEORIA Y REPARACION

Traducción realizada por el Ing.

JAIME LAFULLA

EDITORIAL Bell S. A.
OTAMENDI 215/17
BUENOS AIRES

Título de la versión original inglesa, impreso en los Estados Unidos de Norte América: Radio: theory and servicing by

Herrick, Clyde N.

Copyrigth © 1975, por
Reston Publishing Company, Inc.
A Prentice — Hall Company
Reston, Virginia 22090

Reservados todos los derechos. No puede reproducirce este libro ó algunos de sus pasajes en cualquier forma y/o empleando otro idioma sin permiso escrito del editor.

Queda hecho el depósito
que marca la ley 11.723

IMPRESO EN LA ARGENTINA
PRINTED IN ARGENTINA

Este libro se terminó de imprimir en el mes de junio de 1979,
en los talleres gráficos LITODAR, Brasil 3215, Buenos Aires
Tirada de 3.000 ejemplares.

Prefacio

El rápido adelanto de la tecnología de las comunicaciones por radio durante los últimos años, ha hecho surgir la necesidad de un texto apropiado, totalmente al día. También hace falta, para la enseñanza, un libro que combine los conocimientos teóricos con información práctica sobre reparación. Esta obra pretende ser de instrucción preliminar, en cuanto a teoría y mantenimiento, para estudiantes de institutos técnicos de nivel medio y en general para quienes deseen adquirir conocimientos precisos de los modernos equipos utilizados en la radiodifusión y radio comunicación en general. A medida que el lector va adquiriendo información teórica, las secciones dedicadas a reparación le enseñan cómo corregir muchos de los defectos más comunes en los diferentes tipos de receptores de radio.

En este texto se ha dado la importancia que actualmente tienen a los circuitos de estado sólido, con transistores bipolares y unipolares, circuitos integrados y dispositivos semiconductores con ellos relacionados. Se encontrarán también los principios fundamentales de las comunicaciones espaciales por radio así como una descripción elemental del amplificador maser paramagnético con refrigeración. El texto abarca una amplia serie de receptores y transmisores, incluyendo receptores para modulación de amplitud y de frecuencia, receptores para automóvil, equipos para banda ciudadana, transceptores portátiles, equipos de comunicaciones para la marina, para la aviación, para radio-aficionados, transmisión y recepción estereofónica múltiplex por modulación de frecuencia, sonido cuadrafónico, receptores multibanda, comunicaciones por banda lateral única, sistemas radiotelefónicos comerciales, enlaces por microondas, nociones sobre

los satélites, sistemas telemétricos, convertidores, elementos de radio-teletipo y facsímil y transmisores para servicios de vigilancia.

Las matemáticas se utilizan solamente cuando es necesario, y al nivel adecuado para el carácter de esta obra. Se supone que el lector posee conocimientos fundamentales de electricidad y nociones de electrónica. No obstante, quien esté siguiendo paralelamente un curso de electrónica elemental, también podrá asimilar las enseñanzas de este texto, si trata de informarse sobre algunos términos y principios de electrónica con los cuales no esté familiarizado.

El autor desea expresar su reconocimiento a quienes le precedieron en la tarea de publicar otras obras sobre teoría y práctica de radio, así como al cuerpo de profesores del San José City College por las valiosas indicaciones y juicios críticos que le han hecho llegar. Este libro puede ciertamente considerarse el esfuerzo de un equipo, aunque sus componentes han preferido restar importancia a su contribución.

Este libro está dedicado a los profesores y estudiantes de los primeros cursos de las escuelas técnicas y de artes y oficios, confiando que también será útil a quienes interesan los modernos sistemas de radiodifusión y de comunicaciones por radio.

CLYDE N. HERRICK

Indice

Prefacio

1 Fundamentos de Radio 5

1.1	Ondas electromagnéticas	11
1.2	Transmisión y recepción de las ondas de radio	17
1.3	Principios fundamentales sobre antenas	22
1.4	Sintonía y resonancia	27
1.5	Amplificación	31
1.6	Reparación de receptores elementales	32

2 Estudio de los receptores de radio 37

2.1	Receptores de AM y FM para radiodifusión	37
2.2	Fundamentos del superheterodino	40
2.3	Receptores de radio para automóviles	44
2.4	Equipos de banda ciudadana	45
2.5	Radio-teléfonos portátiles	46
2.6	Comunicación bilateral por radio	48
2.7	Equipos de radio para el servicio marítimo	50
2.8	Equipos de radio para la aviación	50
2.9	Equipos para radio-aficionados	51
2.10	Comunicaciones espaciales por radio	53
2.11	Procedimiento básico para la reparación de receptores	56

3 Circuitos fundamentales de los receptores 64

3.1 Amplificación de radio frecuencia 64
3.2 Circuitos conversores y mezcladores 66
3.3 Amplificadores de frecuencia intermedia 70
3.4 Detectores para modulación de amplitud 74
3.5 Amplificadores de audio frecuencia 77
3.6 Métodos de reparación 82

4 Circuitos para receptores de radiodifusión de AM 88

4.1 Consideraciones generales 88
4.2 Filtrado de la alimentación 91
4.3 Características de trabajo de los receptores 92
4.4 Transistores de efecto de campo 93
4.5 Circuitos integrados 98
4.6 Procedimientos de reparación 102

5 Circuitos para receptores de radiodifusión de FM 108

5.1 Consideraciones generales 108
5.2 Sintonizadores para FM 110
5.3 Amplificadores de FI para receptores de FM 115
5.4 Detectores para FM 120
5.5 Control automático de frecuencia 123
5.6 Receptores para radiodifusión de FM y AM 124
5.7 Reparación de receptores de FM 126
5.8 Alineación mediante generador de barrido 129

6 Receptores para estereofonía multiplex por FM 132

6.1 Consideraciones generales 132
6.2 Sistemas de recepción de estereofonía multiplex por FM 138
6.3 Reparación de circuitos para estereofonía multiplex 145

7 Circuitos para receptores multi-banda 151

7.1 Consideraciones generales 151
7.2 Receptores de tres bandas de AM 152
7.3 Transceptor de tres canales para banda ciudadana 154
7.4 Reparación de receptores multi-banda 161

8 Circuitos de los equipos para radio-aficionados **168**

8.1 Consideraciones generales 168
8.2 Transmisor de onda continua, 40 W, 50 MHz 174
8.3 Reparación de transmisores para radio-aficionados 178

9 Comunicación bilateral por radio **189**

9.1 Consideraciones generales 189
9.2 Transmisor básico para FM 191
9.3 Receptores para comunicaciones bilaterales 199
9.4 Mantenimiento y reparación de equipos para comunicaciones bilaterales 204

10 Equipos de radio para la navegación **210**

10.1 Consideraciones generales 210
10.2 Transmisores de banda lateral única para servicios marítimos 213
10.3 Receptores de banda lateral única para servicios marítimos 221
10.4 Transceptores marinos de banda lateral única 223
10.5 Mantenimiento y reparación de equipos marítimos 223

11 Comunicaciones radiotelefónicas comerciales **230**

11.1 Consideraciones generales 230
11.2 Transmisores para radiotelefonía comercial 239
11.3 Receptores de BLU para radiotelefonía comercial 241
11.4 Sistemas de enlace por microondas 243
11.5 Reparación de equipos para radiotelefonía comercial 249

12 Comunicaciones espaciales por radio **254**

12.1 Consideraciones generales 254
12.2 Amplificador maser paramagnético con refrigeración 255
12.3 Sistemas telemétricos 260
12.4 Reparación de equipos de microondas 268

13 Transmisores y receptores para aplicaciones especiales **275**

13.1 Consideraciones generales 275
13.2 Receptores de radio para automóviles 275
13.3 Receptores de FM para automóviles 276
13.4 Transceptores portátiles 278
13.5 Receptores de bolsillo de AM 281
13.6 Receptores de varios canales con exploración 281
13.7 Unidad conversora para dos metros 287
13.8 Equipos para radio-teletipo 288
13.9 Fundamentos del facsímil 290
13.10 Reproductor fonográfico inalámbrico 291
13.11 Pequeño transmisor para servicios de vigilancia 291

Preguntas de repaso y respuestas **295**

Indice alfabético **309**

Capítulo 1

Fundamentos de Radio

1.1 Ondas electromagnéticas

Las ondas electromagnéticas se irradian desde una antena transmisora, interceptándose en una antena receptora, como representa la Fig. 1-1. La onda electromagnética (onda de radio) está formada por la energía de un campo magnético y de otro eléctrico desplazándose a través del espacio a la velocidad de la luz (300 mil kilómetros por segundo, o sea 3×10^8 m por segundo). Como se ha dibujado en la Fig. 1-1, algunas ondas electromagnéticas tienden a seguir la curvatura de la tierra; es la llamada transmisión por onda terrestre. Otras ondas electromagnéticas viajan según líneas prácticamente rectas (transmisión por línea visual), como se ve en la Fig. 1-2(a). También hay otras que escapan de la atmósfera superior hacia el espacio exterior, como se indica en la Fig. 1-2(b). Finalmente, otras ondas electromagnéticas se reflejan hacia la tierra desde las capas ionizadas de la atmósfera superior. Es la transmisión por onda espacial (que no se refiere a las comunicaciones espaciales de que hablaremos en el Capítulo 12). Todas las ondas electromagnéticas tienen las mismas características fundamentales, que son las siguientes: líneas de fuerza eléctricas y magnéticas (Fig. 1-3), frecuencia, amplitud y polarización. Las frecuencias se distribuyen en seis bandas básicas, como se indica en la Tabla 1-1.

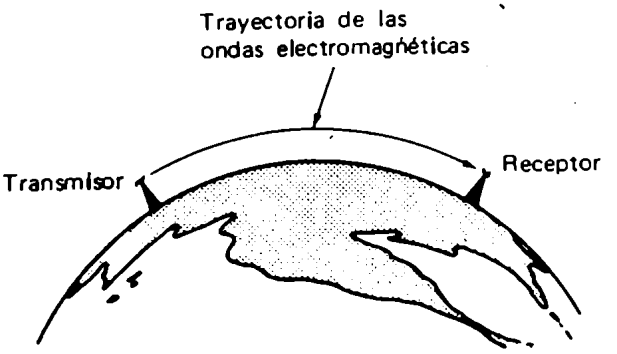


Fig. 1—1. Representación de la trayectoria de una onda electromagnetica.

TABLA 1–1
BANDAS BASICAS DE FRECUENCIAS

Banda	Frecuencias	Longitudes de onda (metros)
Muy baja frecuencia	10 a 30 kHz	30.000 a 10.000
Baja frecuencia	30 a 300 kHz	10.000 a 1.000
Ondas medias	300 a 3000 kHz	1.000 a 100
Ondas cortas	3 a 30 MHz	100 a 10
Muy alta frecuencia (VHF)	30 a 300 MHz	10 a 1
Ultra alta frecuencia (UHF)	300 a 3000 MHz	1 a 0,1
Super alta frecuencia (SHF)	3 a 30 GHz	0,1 a 0,01
Extremadamente alta frecuencia (EHF)	30 a 300 GHz	0,01 a 0,001

NOTAS: 1) Las iniciales entre paréntesis corresponden a la designación en inglés, pero son las que corrientemente se emplean en nuestro idioma.
2) kHz = 1000 Hz; MHz = 10^6 Hz; GHz = 10^9 Hz.

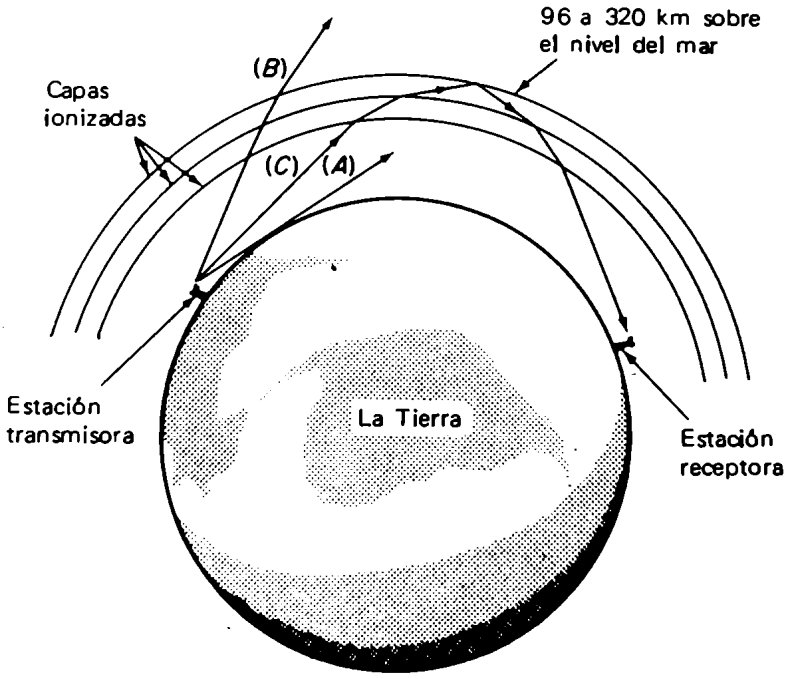


Fig. 1—2. Propagación de las ondas electromagnéticas: (a) Trayectoria de línea visual; (b) la onda pasa al espacio exterior; (c) La onda se refleja hacia la tierra.

Una onda electromagnética puede estar polarizada vertical u horizontalmente. En la Fig. 1-3 se ha representado una onda polarizada verticalmente. Intercambiando las líneas del campo eléctrico y las del campo magnético, se obtiene una onda polarizada horizontalmente. La polarización de la onda depende de la orientación de la antena transmisora; si ésta es vertical, la onda irradiada está polarizada verticalmente.

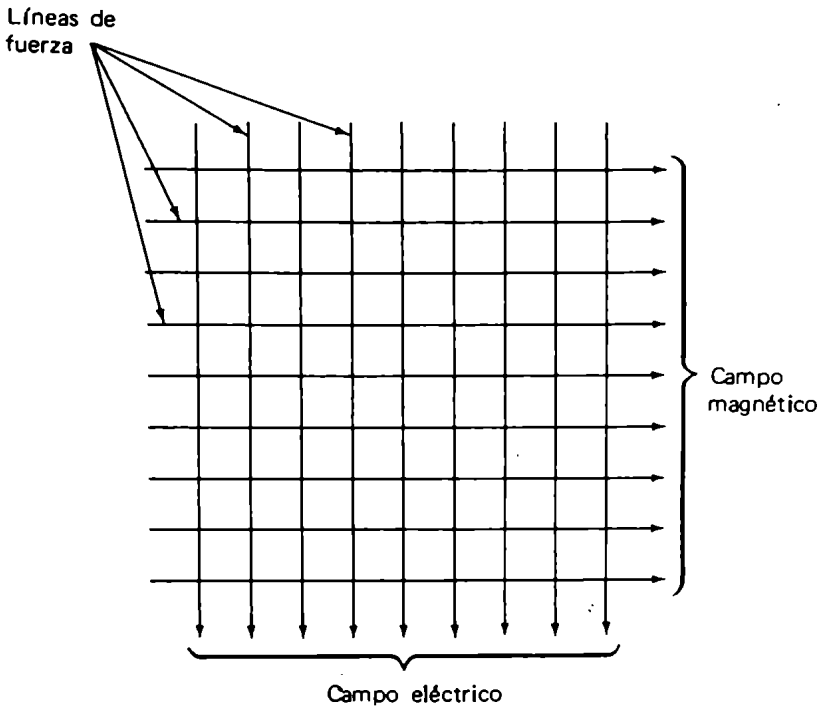


Fig. 1—3. Líneas de fuerza eléctricas y magnéticas de una onda electromagnética (desplazándose hacia el lector).

Pero si la antena está instalada en posición horizontal, la onda irradiada está polarizada horizontalmente. Obsérvese que si bien la onda que irradia la antena puede tener polarización vertical, la reflexión puede polarizarla horizontalmente, en parte. Por ejemplo, la onda que intercepta la antena receptora de la Fig. 1-2 estará formada seguramente por componentes de polarización vertical y horizontal. Si una onda tiene componentes de polarización vertical en igual proporción a los de polarización horizontal, se dice que está polarizada circularmente. Y si aquellos componentes son desiguales, la polarización recibe el nombre de elíptica.

Las ondas electromagnéticas atraviesan los cuerpos aisladores, pero las reflejan los cuerpos conductores. El aire es aislador aunque el aire ionizado es parcialmente conductor; puede producir ondas espaciales, como se ilustra en la Fig. 1-2. El espacio exterior a la atmósfera es prácticamente un aislador perfecto; en consecuencia, las ondas electromagnéticas viajan a través del mismo sin experimentar reflexiones. Los conductores perfectos son también reflectores perfectos, pero los conductores imperfectos reflejan parte de la energía incidente en forma de ondas electromagnéticas,

absorbiendo parte de aquélla. Por ejemplo, las ondas electromagnéticas pueden experimentar absorción y reflexión por una arboleda; si los árboles presentan claros entre sí, parte de las ondas puede pasar a través de la arboleda. A medida que una onda terrestre se desplaza sobre la superficie de la tierra, va siendo progresivamente absorbida por el suelo. También lo es al viajar sobre el agua, si bien en menor grado. Las características de absorción y reflexión dependen considerablemente de la frecuencia de la onda de radio. Las comprendidas dentro de la banda de radiodifusión (535 a 1605 kHz) tienen ondas terrestres cuyo alcance es normalmente de 80 a 320 km. Cuando la frecuencia es superior a 1605 kHz, la onda terrestre o de superficie es ya muy débil a distancias de 24 a 30 km. No obstante, una onda terrestre irradiada por un transmisor de gran potencia puede alcanzar mayor distancia antes de debilitarse tanto como para no producir señal utilizable.

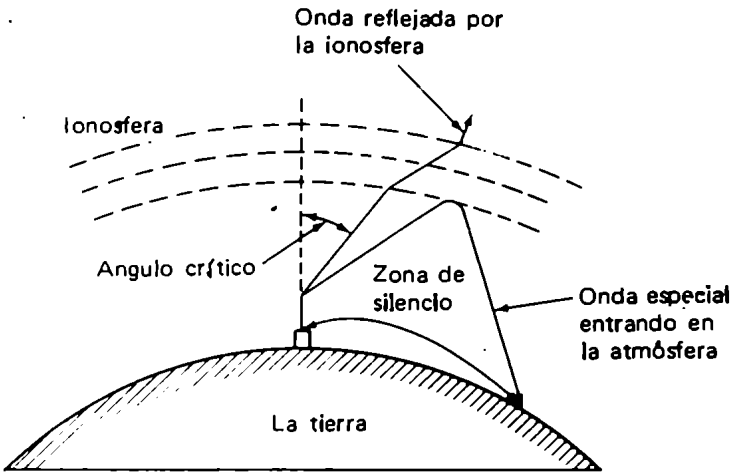


Fig. 1—4. Representación de la zona de silencio.

Haciendo referencia a la Fig. 1-2, la altitud y densidad de las capas ionizadas (capas Kennelly-Heaviside) depende de la posición del sol, de la estación del año, presencia de manchas solares u otros factores varios. Una estación de radiodifusión puede tener un alcance diurno de 160 km, que puede llegar a 4800 km y aún más durante la noche. Por otra parte, una estación de radio que trabaja con una frecuencia mayor, podrá oirse en casi todo el mundo durante el día y ser inaudible por la noche. Obsérvese que cuando la recepción proviene de la onda espacial, existe siempre una zona de silencio, como puede apreciarse en la Fig. 1-4. Es necesario que la onda electromagnética incida con un ángulo determinado sobre las capas ionizadas (ionosfera), ángulo superior al llamado crítico, para poder ser reflejadas hacia la tierra. En consecuencia, habrá una zona de silencio propia de la recepción mediante la onda espacial, zona dentro de la cual no será posible la recepción de señal alguna. Obsérvese también que la onda espacial puede reflejarse nuevamente por la superficie de la tierra y sufrir otra reflexión al llegar a la ionosfera, como representa la Fig. 1-5. La

onda se debilita considerablemente en cada una de las reflexiones, y pronto resulta demasiado débil para proporcionar señal utilizable.

Para ángulos superiores al crítico, la energía irradiada por una antena puede producir cierto número de ondas espaciales junto con la onda de tierra, como representa la Fig. 1-6. Cuando la frecuencia es superior a 30 MHz, el ángulo crítico es muy grande, y en el límite no se produce más que una onda espacial. Por encima de esta frecuencia crítica, prácticamente toda la energía de la onda se propaga hacia el espacio exterior; también al ser muy elevada la frecuencia, la onda de tierra desaparece muy pronto por absorción. En estas condiciones, la comunicación por radio se limita a la denominada línea visual, o alcance óptico. Ciertos factores de orden secundario pueden prolongar ocasionalmente el límite de la recepción por línea visual. Al contrario de lo que ocurre al trabajar con frecuencias elevadas, las condiciones ionosféricas no influyen sobre las comunicaciones

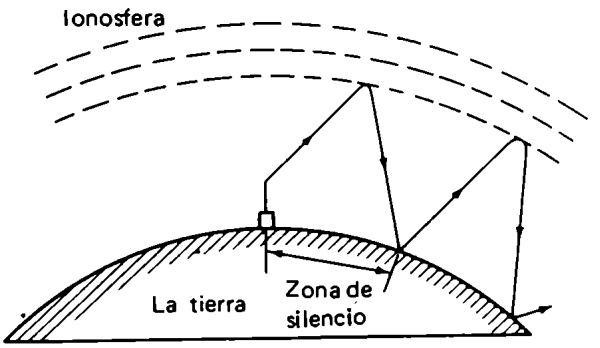


Fig. 1—5. Ejemplo de doble reflexión de una onda espacial.

por radio efectuadas con frecuencias bajas, inferiores a 300 kHz. Lo cual significa que la onda de tierra, al conducir energía de baja frecuencia, experimenta relativamente poca absorción. Si bien las comunicaciones por radio con bajas frecuencias son muy seguras, tienen el inconveniente de exigir grandes estructuras para las antenas y transmisores de potencia comparativamente mucho mayor.

La intensidad de la onda de tierra, a determinada distancia, es constante y no se desvanece. En cambio, la onda espacial tiene tendencia a fluctuar en intensidad, desvaneciéndose de vez en cuando. Como veremos con más detalle en otra oportunidad, pueden disminuirse notablemente los efectos del desvanecimiento empleando sistemas de recepción convenientemente proyectados. Como representa la Fig. 1-7, si una antena receptora intercepta simultáneamente onda espacial y onda terrestre, puede agravarse el inconveniente del desvanecimiento por la interferencia entre ambas. Si la fase de la onda espacial no es la misma de la onda de tierra, las dos ondas tienden a anularse mutuamente. Variando frecuentemente la altitud de una

determinada capa ionosférica, varía en consecuencia la fase de la onda espacial. También pueden interferir entre sí dos ondas espaciales, como representa la Fig. 1-8. La onda que llega de la ionosfera en un solo "salto" (una sola reflexión) probablemente se habrá reflejado en otra capa que la

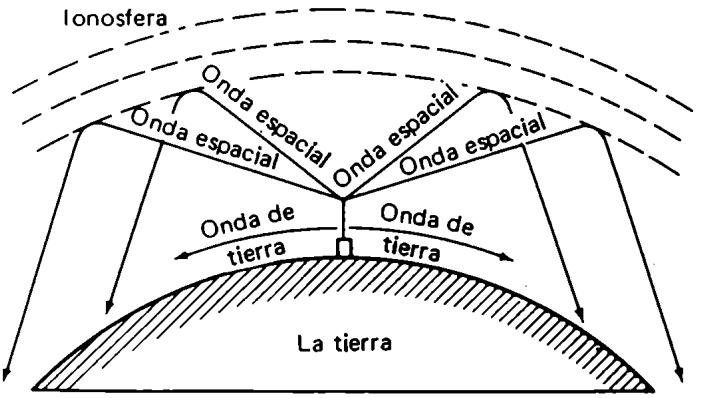


Fig. 1—6. La onda de tierra va acompañada por varias ondas espaciales.

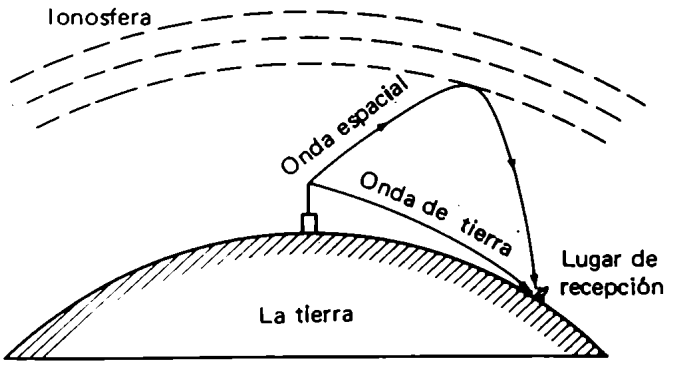


Fig. 1—7. Interferencia entre la onda espacial y la terrestre.

onda que llega mediante dos saltos. Al ser variable la fase en cada una de ellas, se producirá interferencia mutua y el consiguiente desvanecimiento.

No todas las ondas electromagnéticas las produce intencionalmente el hombre. Hay ondas perturbadoras, conocidas en general como estáticos. Las tormentas producen ondas electromagnéticas que reciben el nombre de estáticos atmosféricos. Su intensidad disminuye al aumentar la frecuencia de la recepción; en UHF los atmosféricos apenas causan molestias, salvo en caso de tormentas locales. Otro tipo de ondas perturbadoras, productoras de los estáticos que generalmente se designan como parásitos, se debe a los sistemas de ignición de los motores de explosión, chispas en los colectores de pequeños motores eléctricos, efectos de arco y "corona" en las líneas de alta tensión, lámparas fluorescentes y otros. Esta clase de interferencia, producida por el hombre, puede ser tan perjudicial para las frecuencias

altas como para las bajas. Más adelante veremos que este inconveniente puede remediarse en parte mediante sistemas adecuados de recepción. Veremos también que los estáticos y parásitos no son las únicas fuentes productoras de ruidos perturbadores en la recepción de señales de radio.

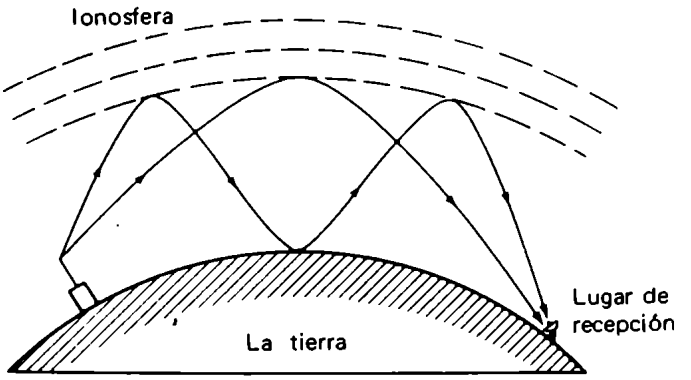


Fig. 1—8. Interferencia entre dos ondas espaciales.

Estos temas son de capital importancia, puesto que toda señal llega a ser ininteligible cuando su intensidad no supera el nivel de ruido producido a la salida del receptor.

Las ondas de radio tienen varias características comunes con las ondas luminosas y caloricas, tanto más cuanto que las tres pertenecen al espectro electromagnético, diferenciándose únicamente en la frecuencia. La intensidad de la luz recibida de un foco luminoso disminuye con el cuadrado de la distancia —duplicando la distancia, la intensidad se reduce a la cuarta parte. Análogamente, el campo de una onda de radio que se propaga en todos los sentidos disminuye en forma inversamente proporcional al cuadrado de la distancia a la antena transmisora. Una fuente luminosa puede enfocarse, como se hace en los reflectores, y entonces su intensidad decrece lentamente con la distancia. También las ondas de radio pueden concentrarse en un haz y su intensidad disminuirá asimismo lentamente al aumentar la distancia. Este principio tiene mucha aplicación en los enlaces por microondas y en las comunicaciones de gran alcance en el espacio exterior.

1.2 Transmisión y recepción de las ondas de radio

En la Fig. 1-9 se representa un sencillo transmisor de radio, es ejemplo de un transmisor radiotelegráfico. Consiste en un oscilador de alta frecuencia que genera una onda de tensión senoidal. La salida del oscilador se conecta a la antena y a tierra, por intermedio de un manipulador. La antena es, en esencia, un conductor situado a cierta altura; tierra es la conexión al suelo húmedo, al agua o a cualquier superficie conductora bajo la antena. El manipulador es un interruptor que funciona manualmente; permite interrumpir en forma de "puntos" y "rayas" la onda continua procedente del

oscilador de alta frecuencia. El circuito antena-tierra irradia, por lo tanto, ondas electromagnéticas interrumpidas según la cadencia del alfabeto Morse. Estas ondas se propagan fuera de la antena, a la velocidad de la luz. A la onda producida por el oscilador, se la llama portadora; las interrupciones producidas por el manipulador, constituyen la modulación.

Vemos ahora en la Fig. 1-10 la disposición correspondiente a un receptor elemental de radio. Cuando la antena intercepta ondas electromagnéticas, se induce una tensión en el conductor aéreo, circulando una corriente interrumpida según el código telegráfico, la que pasa por un semiconductor rectificador (detector). Este rectificador transforma la corriente alterna en corriente continua pulsatoria. El auricular responde a la componente de audio frecuencia de la señal de radio frecuencia detectada; en consecuencia, la corriente que atraviesa el auricular tiene la misma modulación que la onda transmitida por el transmisor de la Fig. 1-9. Como ejemplo de los valores relativos de las frecuencias que intervienen, la frecuencia de la onda portadora podría ser de 1 MHz, mientras que la frecuencia media de la modulación sería de 5 Hz. Esta señal se reproduciría en el auricular como una sucesión de chasquidos.

Obsérvese en la Fig. 1-10 que el auricular no puede responder a la corriente alterna de 1 MHz, porque a esta frecuencia, la impedancia de las bobinas es extremadamente alta. Tampoco puede responder a las pulsacio-

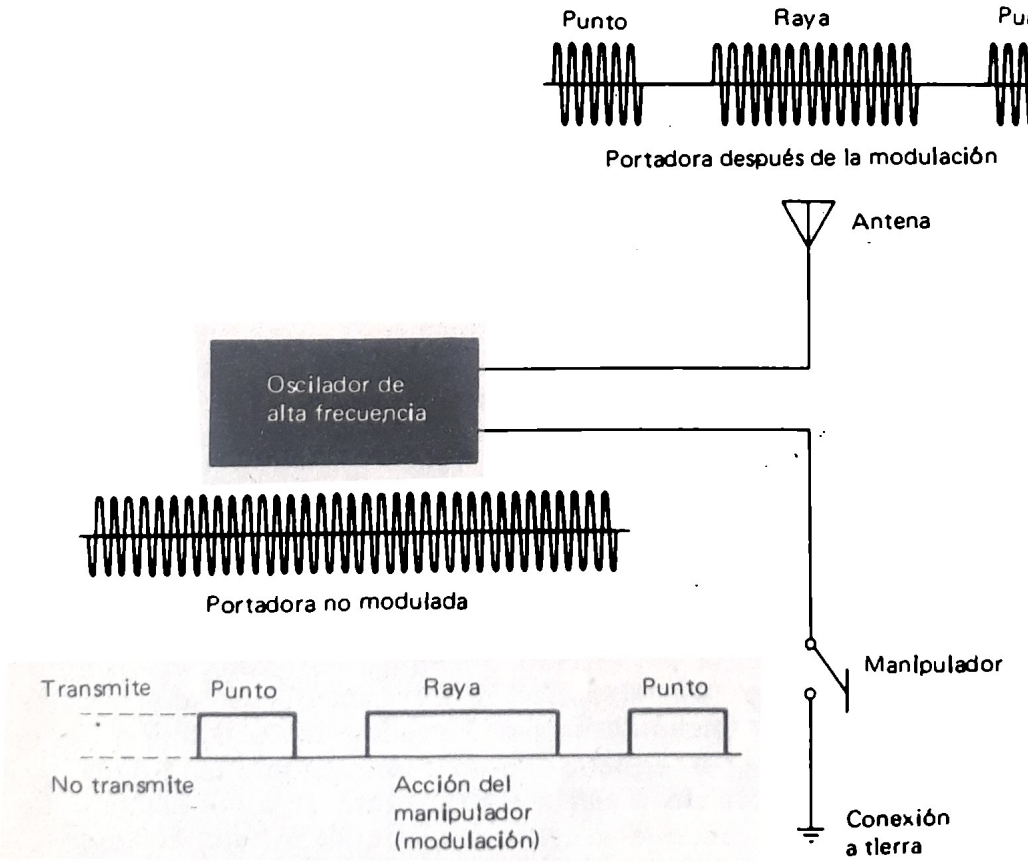


Fig. 1—9. Representación de un transmisor elemental de radio.

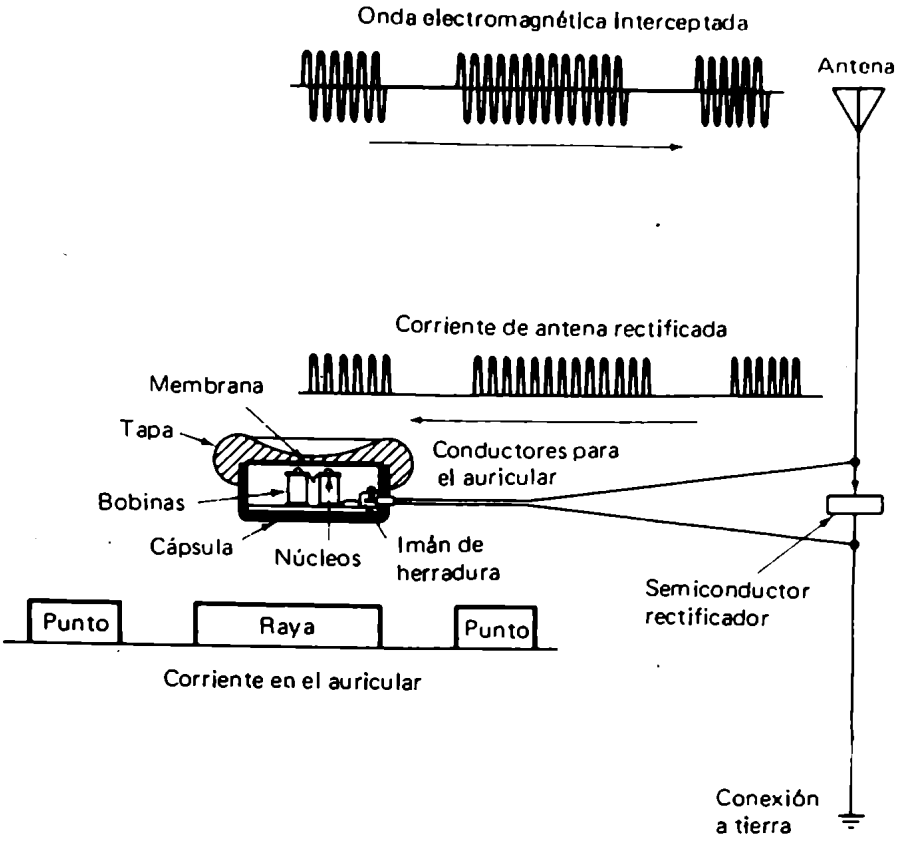


Fig. 1—10. Receptor elemental de radio.

nes de la corriente rectificada de antena, que también son de 1 MHz. En cambio, cada grupo de pulsaciones de puntos o rayas tiene un valor medio, y este valor medio tiene un ritmo de repetición lento, por ejemplo de 5 Hz. A su vez, la impedancia de las bobinas es comparativamente baja a esta frecuencia y permite la circulación de corriente. Esta corriente produce variaciones en el magnetismo de los núcleos que atraen y rechazan a la membrana de acuerdo con aquéllas. La membrana produce una serie de chasquidos que corresponden a los puntos y rayas de la señal recibida.

En la Fig. 1-11 se ha representado la disposición de un transmisor radiotelefónico elemental. Está compuesto por un oscilador de alta frecuencia que genera la onda portadora, un micrófono y un sistema de antena y tierra. Cuando el operador habla frente al micrófono, las vibraciones del aire hacen vibrar a la membrana, con lo cual la resistencia de los gránulos de carbón aumenta o disminuye. Esta variación de la resistencia modula a la onda portadora siguiendo las vibraciones de audio frecuencia de la membrana del micrófono. En consecuencia, la antena irradia una onda electromagnética cuya amplitud varía; la onda, al abandonar a la antena, se desplaza a la velocidad de la luz. Obsérvese que el perfil exterior de la onda portadora modulada, que es la envolvente de la modulación, tiene la misma forma que la onda de la señal correspon-

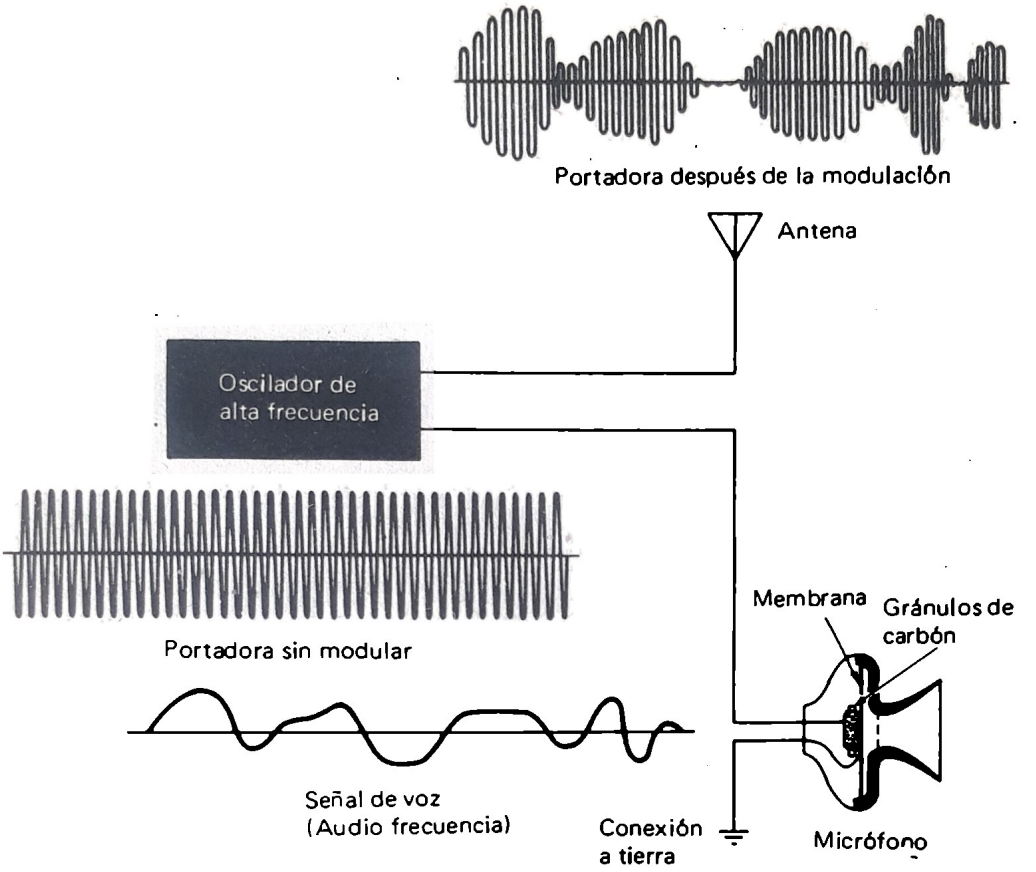


Fig. 1—11. Transmisor radiotelefónico elemental.

diente a la voz. Haciendo referencia a la Fig. 1-9, observamos que la radiotelegrafía es similar en todos sus aspectos a la radiotelefonía, excepto que la señal radiotelefónica es de amplitud variable, mientras que en la señal radio telegráfica la amplitud no varía: o bien hay portadora, o no la hay.

La Fig. 1-12 representa la disposición de un receptor radiotelefónico elemental. El circuito es análogo al de la Fig. 1-10; la única diferencia es que el circuito radiotelefónico procesa una señal de amplitud variable. Cuando la antena intercepta las ondas electromagnéticas, se induce en ella una tensión que produce una corriente de señal modulada que circula hacia el diodo detector. Al rectificar la onda de esta corriente, se obtiene una onda de corriente continua pulsatoria, proceso que frecuentemente recibe el nombre de demodulación. De esta manera se procesa la señal en forma a la que puede responder el auricular; la membrana vibra de acuerdo a los ascensos y descensos de la envolvente de modulación. Obsérvese que la onda de corriente de la voz de la Fig. 1-12 es la misma que la onda de la señal de voz de la Fig. 1-11. Cuando se modula una portadora por este procedimiento, se dice que la portadora está modulada en amplitud.

No debe confundirse la amplitud con la frecuencia; estas dos características son independientes entre sí. En la Fig. 1-13 vemos ejemplos de ondas

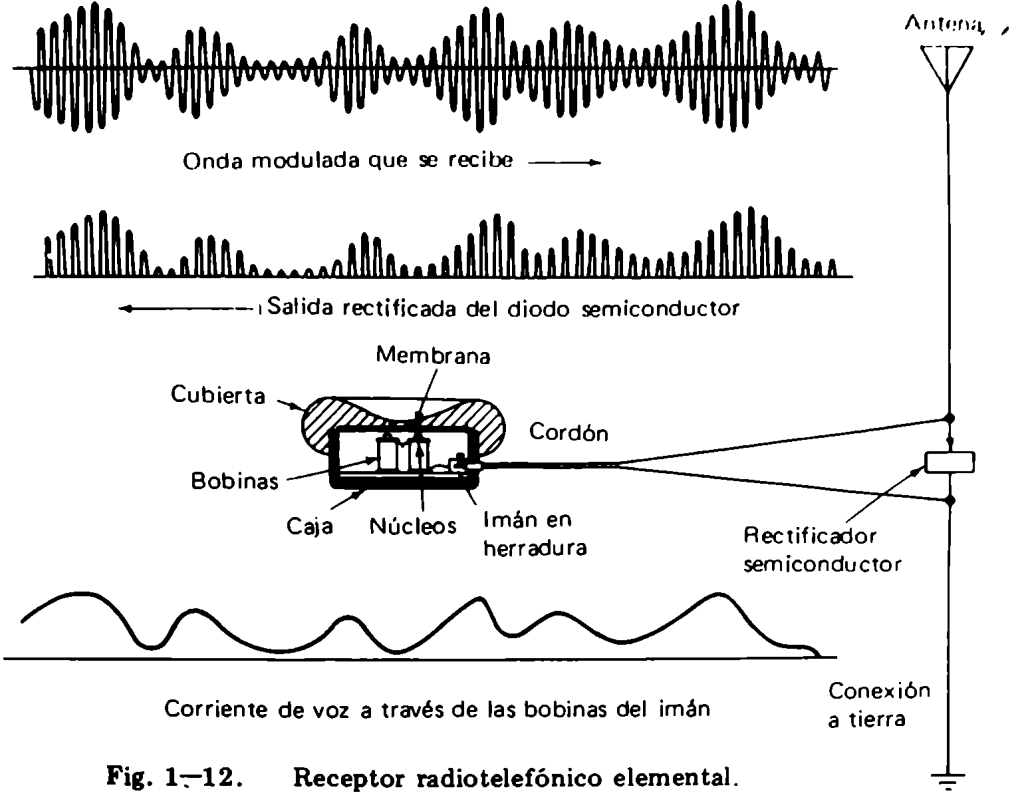
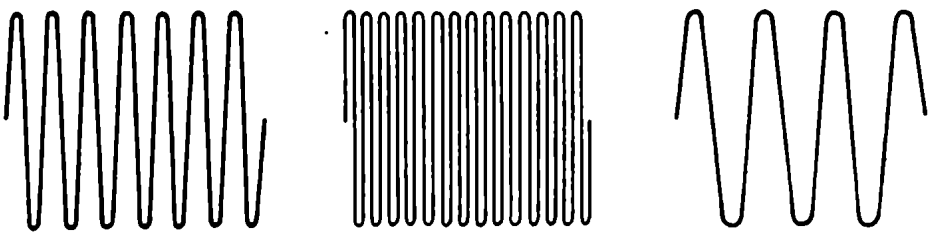
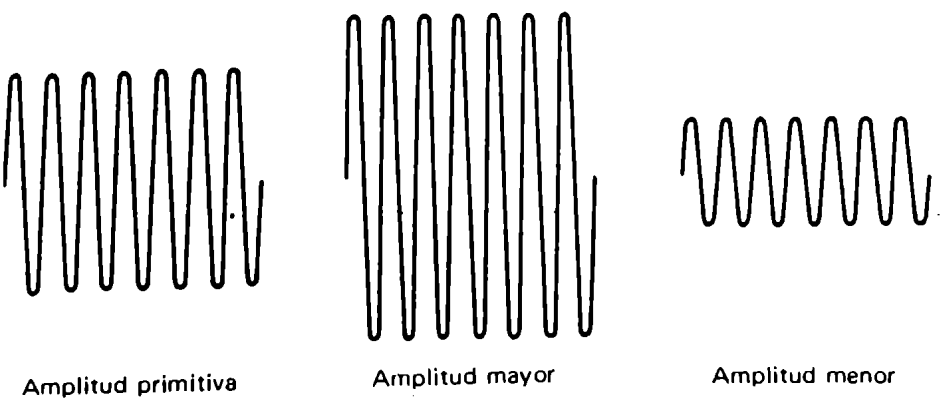


Fig. 1—12. Receptor radiotelefónico elemental.

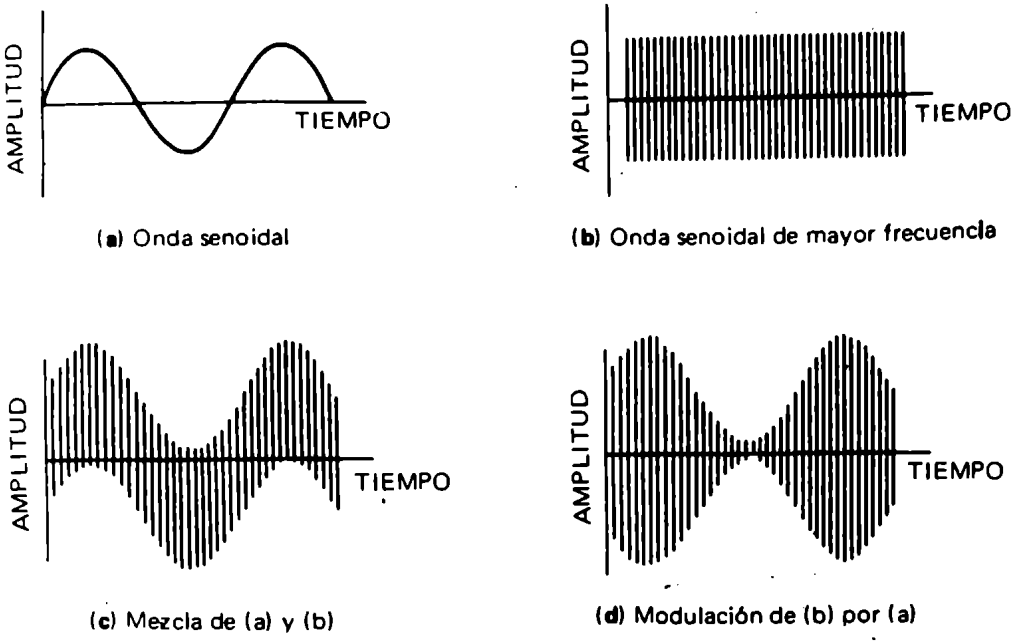


(a) Ondas senoidales de la misma amplitud



(b) Ondas senoidales de la misma frecuencia (o longitud de onda)

Fig. 1—13. Ejemplo de variaciones de amplitud y de frecuencia.



(a) Onda senoidal

(b) Onda senoidal de mayor frecuencia

(c) Mezcla de (a) y (b)

(d) Modulación de (b) por (a)

Fig. 1—14. Ejemplos de mezcla de ondas y de modulación.

senoidales de la misma amplitud y de ondas senoidales de la misma frecuencia. En otras palabras, puede modificarse la amplitud de una portadora sin cambiar su frecuencia. También es importante no confundir la simple acción de mezcla con la modulación. Por ejemplo, en la Fig. 1-14 se representa una onda senoidal de baja frecuencia y el efecto de su mezcla (simple combinación) y el de modulación (variación de la amplitud de la onda de RF por la onda de AF). En capítulos siguientes se explicarán con más detalle estos conceptos básicos.

1.3 Principios fundamentales sobre antenas

Una de las antenas básicas es el dipolo representado en la Fig. 1-15. Trabaja con su máxima eficacia cuando su longitud equivale a una semionda correspondiente a la frecuencia de transmisión o de recepción. Está formada, por lo tanto, por dos ramas de longitud igual a un cuarto de longitud de onda, con alimentación en el centro. Para obtener la longitud de onda conociendo la frecuencia de una radiación electromagnética, se emplea la fórmula

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{f}$$

siendo λ = longitud de onda, en metros
f = frecuencia
3×10^8 = velocidad de la luz, en metros.

Supongamos que se desea calcular la longitud de un dipolo para la

frecuencia de 100 MHz. Como que 100 MHz es igual a 10^8 Hz, aplicando la fórmula anterior, tendríamos

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{10^8} = 3 \text{ m}$$

Luego cada una de las ramas del dipolo deberá tener aproximadamente 1,5 m. Decimos aproximadamente, porque para el cálculo exacto hay que tener en cuenta el diámetro del conductor y también otras características de la antena. En la práctica, pues, la antena es algo más corta que la longitud calculada como antecede.

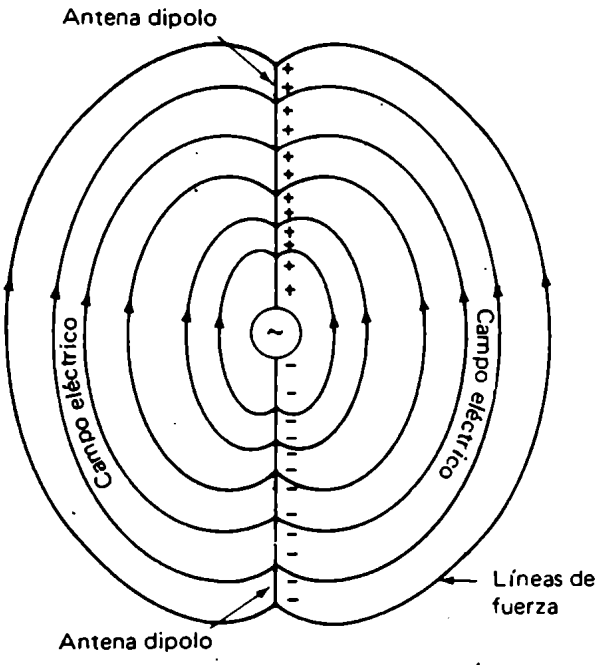


Fig. 1—15. Antena dipolo y campo eléctrico que la rodea.

Para comprender cómo irradia ondas electromagnéticas una antena, veamos el diagrama de la Fig. 1-15. En un instante dado, el oscilador de alta frecuencia ha cargado positivamente la mitad superior del dipolo, y negativamente la mitad inferior. Como que entre las dos mitades hay una cierta capacitancia, estas cargas establecen líneas de fuerza eléctricas, lo que quiere decir que hay un campo eléctrico en el espacio que rodea a la antena. Este campo se extiende hasta una gran distancia de la antena, si bien su intensidad disminuye rápidamente. Por ejemplo, en circunstancias ideales, la intensidad del campo disminuye con el cuadrado de la distancia; por lo tanto, este campo no es muy útil para la radiocomunicación.

Observemos ahora lo que ocurre en la Fig. 1-16. En ella se ven las condiciones en la antena durante el instante siguiente, cuando el oscilador ha cargado las dos ramas de la antena con las polaridades contrarias.

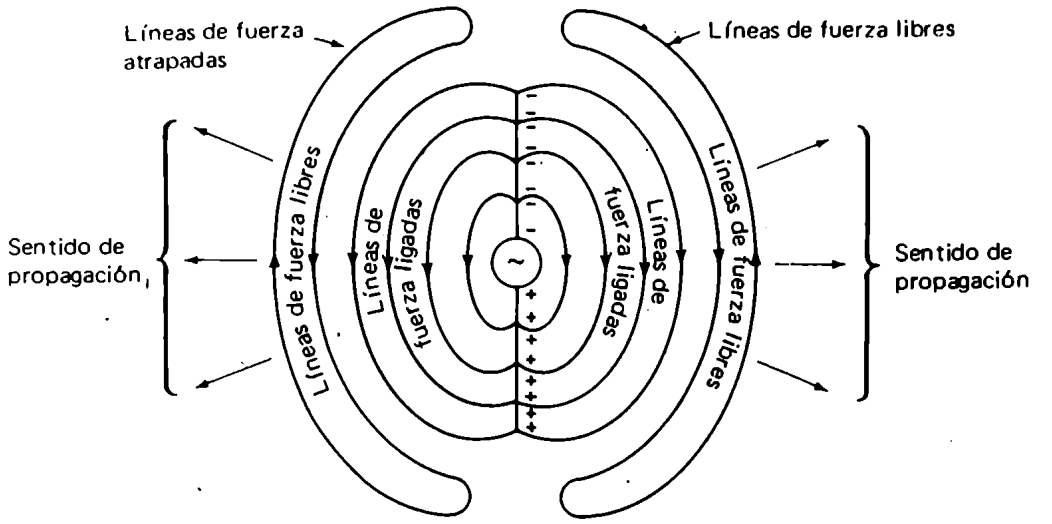


Fig. 1—16. Funcionamiento básico de la antena dipolo.

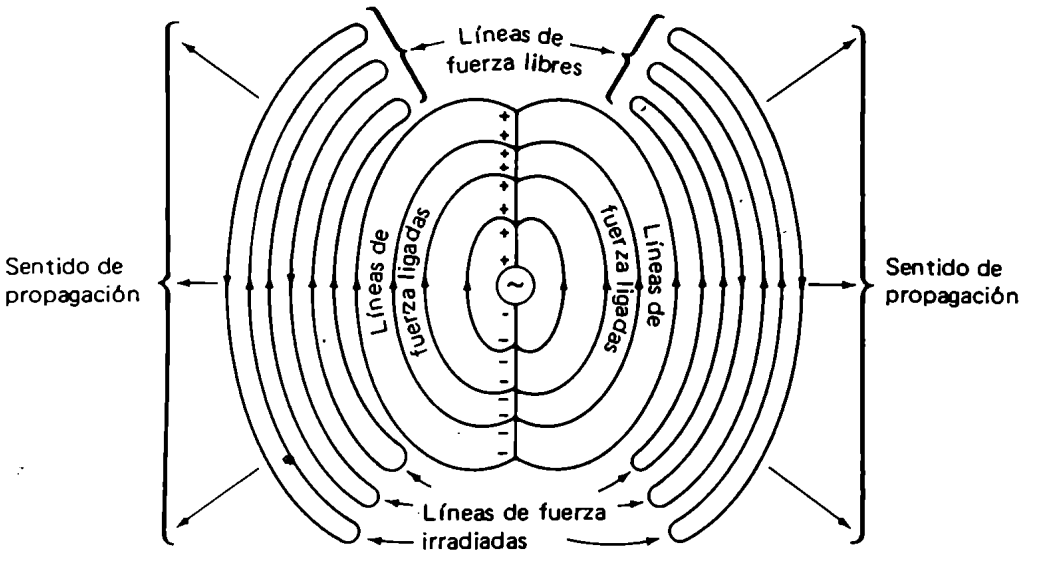


Fig. 1—17. Las líneas de fuerza más distantes de la antena quedan libres.

Durante esta inversión de carga, las líneas de fuerza comienzan a anularse en los conductores de la antena, apareciendo luego otras en sentido contrario. Si bien las líneas de fuerza más próximas se anulan realmente en los conductores que forman la antena, las líneas más distantes quedan atrapadas por el campo de polaridad contraria que se está formando y extendiéndose fuera de los conductores. Por lo tanto, estas líneas de fuerza más distantes ya no están ligadas a la antena y quedan libres. En el instante en que están en libertad, se expansionan independientemente de la antena, ésto es, se irradian hacia el espacio. Este proceso continúa después, como representa la Fig. 1-17. En circunstancias ideales, las líneas de fuerza irradiadas disminuyen su intensidad en razón directa de su distancia a la

antena. Por lo tanto, éste es el campo de importancia fundamental para la radio-comunicación.

Examinemos un punto en las proximidades de la antena, para el cual las líneas de fuerza ligadas a la antena (campo de inducción) y las líneas de fuerza libres (campo de radiación) tengan la misma intensidad. Si ahora

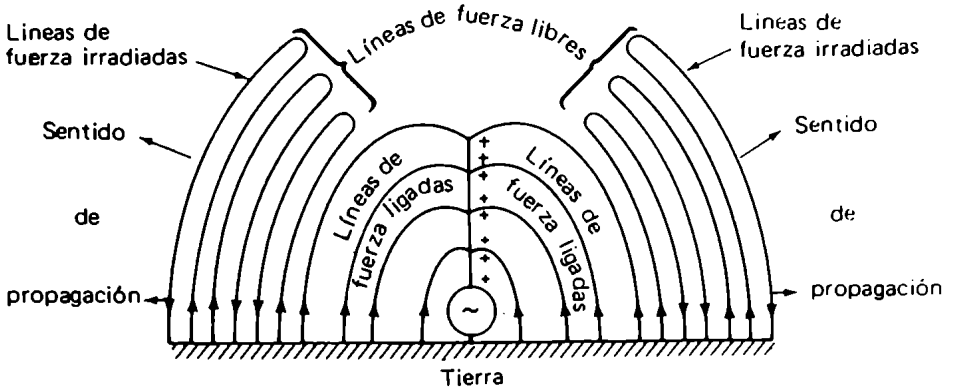


Fig. 1—18. Antena de un cuarto de longitud de onda.

nos situamos a una distancia de la antena mil veces mayor, el campo de inducción habrá disminuido su intensidad a la millonésima parte, mientras que el campo de radiación habrá disminuido solamente a la centésima parte de su valor primero. Lo cual quiere decir que en este nuevo punto, el campo de radiación es cien veces más intenso que el de inducción. Como se hizo observar anteriormente, utilizando un reflector adecuado en combinación con la antena, la intensidad del campo de radiación podrá disminuir muy lentamente. Teóricamente, si se dispusiera de un reflector perfecto que produjera un campo de radiación en forma de haz de rayos paralelos, la intensidad sería la misma a cualquier distancia de la antena. Indudablemente, en la práctica no pueden construirse reflectores perfectos, aunque es posible aproximarse a ellos.

En la Fig. 1-18 puede verse otro tipo básico de antena; es la llamada de

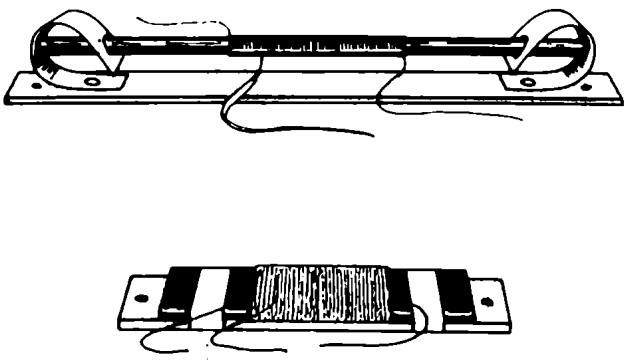


Fig. 1—19. Dos formas de antena de cuadro utilizadas en receptores de radio-difusión.

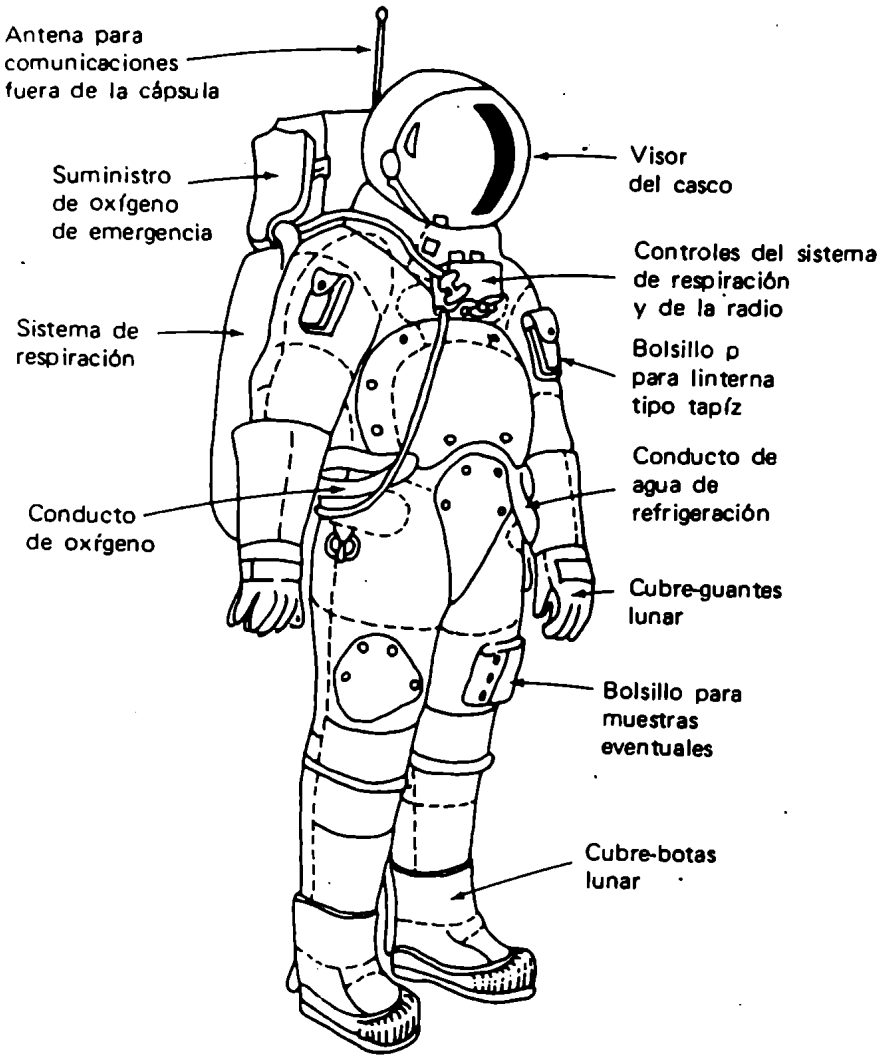


Fig. 1—20. Pequeña antena de cuarto de onda del traje espacial de los tripulantes de la Apolo 11.

cuarto de onda. Se alimenta por su extremo inferior, teniendo conectado el oscilador uno de sus terminales a la antena y el otro a tierra. Esencialmente la antena de cuarto de onda es igual a la mitad superior de una antena dipolo. Esta similitud es evidente comparando las Figs. 1-17 y 1-18. Como se comprende, la longitud física de una antena de cuarto de onda es la mitad de la correspondiente a un dipolo de la misma frecuencia. La impedancia de entrada de la antena dipolo es aproximadamente de 72 ohms, teniendo el mismo valor para la antena de cuarto de onda. Pero cualquiera de estos dos tipos de antena presentará otro valor de impedancia de entrada si se la hace trabajar a frecuencia diferente de aquélla para la cual fue dimensionada. Puede decirse que la eficacia de la antena disminuye rápidamente al trabajar fuera de frecuencia..

En los receptores para radiodifusión se emplea el tipo de antena

representado en la Fig. 1-19, antena de cuadro de ferrita. Una antena de cuadro es en esencia una bobina de alambre, que para su mayor eficacia se devana sobre un núcleo de material magnético pulverulento llamado ferrita. La ventaja principal de la antena de cuadro es su reducido tamaño, en comparación con las antenas dipolo o de cuarto de onda. En cambio, la antena de cuadro tiene el inconveniente de su poca sensibilidad, que podría aumentarse si el bobinado tuviera mucho diámetro; pero su ventaja sobre una antena de cuarto de onda sería entonces muy poca. La mayoría de las antenas de cuadro empleadas en los receptores de radiodifusión tienen una longitud de cinco a ocho cm. Esta clase de antena trabaja según el mismo principio fundamental del dipolo, si bien sus conexiones al circuito son algo diferentes, como se verá más adelante.

Todas las antenas descritas tienen ciertas propiedades direccionales en sus características de transmisión y recepción. Por ejemplo, una antena dipolo transmite o recibe con mayor eficacia según la dirección perpendicular a su longitud. La eficacia de un dipolo es prácticamente nula en la dirección de su longitud. Se deduce de ésto que un dipolo instalado en posición horizontal irradiará ondas de tierra y espacial, cuya máxima intensidad de campo se encontrará en dirección perpendicular a la antena. En cambio, un dipolo en posición vertical irradiará onda terrestre y prácticamente no habrá onda espacial. La mayoría de las antenas de cuarto de onda se instalan en posición vertical; irradian onda de tierra y muy poca onda espacial. Las antenas bobinadas (de ferrita) tienen la máxima sensibilidad en la dirección de su eje; prácticamente no tienen respuesta en dirección perpendicular a dicho eje. Como regla general, la sensibilidad de toda antena receptora es máxima en la misma dirección para la que tiene la mayor eficacia como transmisora. En la Fig. 1-20 puede verse una pequeña antena de cuarto de onda utilizada en el traje espacial de los tripulantes de la Apolo 11.

1.4 Sintonía y resonancia

El receptor elemental de la Fig. 1-12 tiene el inconveniente de responder a la mayor parte de ondas electromagnéticas que intercepta su antena. Lo

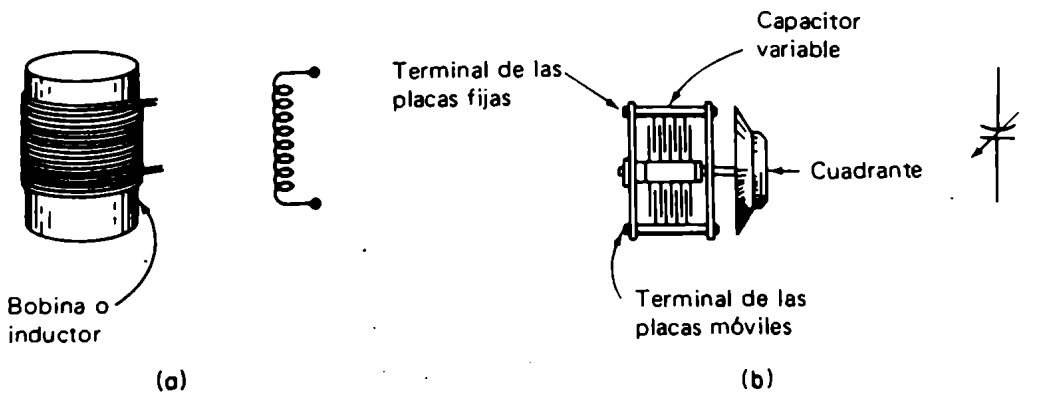


Fig. 1—21 Componentes fundamentales de un circuito sintonizado: (a) Inductor y símbolo del mismo. (b) Capacitor variable y símbolo.

que significa que el receptor responde a la vez a señales de radio de frecuencias muy diferentes. Esta falta de selectividad traería como consecuencia, por lo pronto, muy graves interferencias. Un receptor altamente selectivo puede sintonizarse a la señal de una determinada estación,

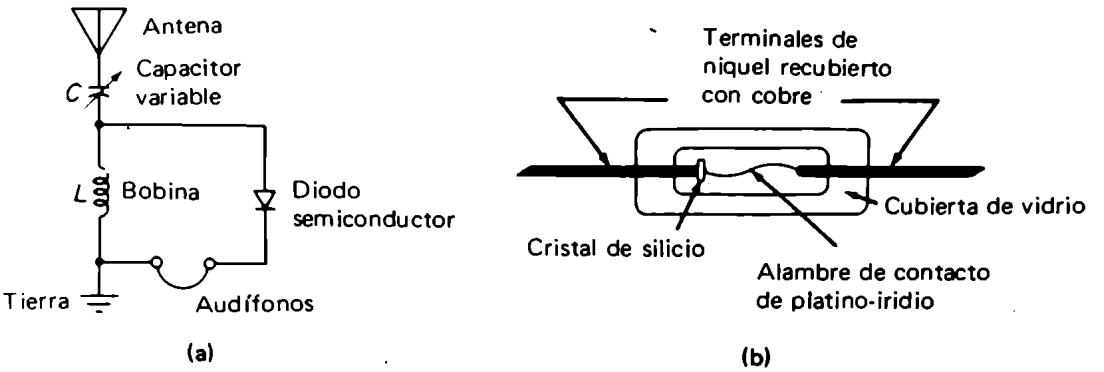


Fig. 1—22. Sintonizador de un circuito para receptor con diodo semiconductor: (a) Disposición del circuito. (b) Construcción de un diodo para poca corriente.

rechazando las señales procedentes de estaciones que trabajan con otras frecuencias. El receptor de la Fig. 1-12 tiene algo de selectividad porque la antena trabaja con más eficacia a la longitud de onda (frecüencia) para la cual fue construida. Pero una antena muy selectiva es muy complicada y costosa; además, respondería solamente a una frecuencia y no podría sintonizar otras. Por lo tanto, en la práctica se emplean cicuitos sintonizados mediante inductancia y capacitancia, que permiten obtener una selectividad adecuada además de poder sintonizar señales comprendidas en una determinada banda de frecuencias. Por ejemplo, en un receptor de radiodifusión, la sintonía abarca una banda de frecuencias de 540 a 1650 kHz.

En la Fig. 1-21 se han representado inductores y capacitores normalmen-

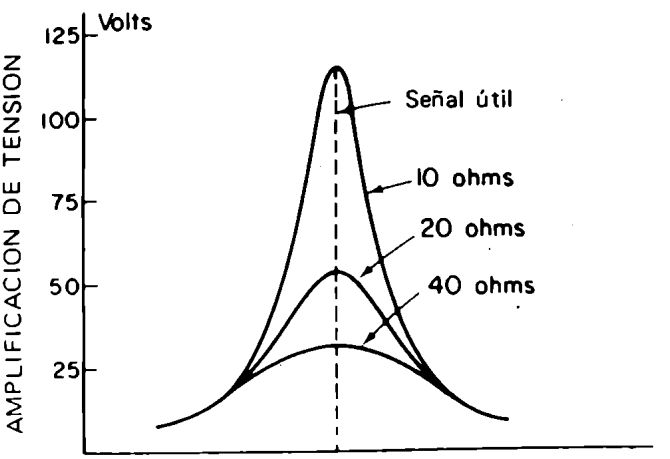


Fig. 1—23. Curvas de respuesta de frecuencia de diferentes circuitos sintonizados.

te empleados en ciertos circuitos sintonizados, junto con sus símbolos. Los inductores pueden carecer de núcleo (bobinado "al aire") o tener núcleo de ferrita. Los inductores sin núcleo se sintonizan a diferentes frecuencias mediante un capacitor variable, por lo general. Los inductores con núcleo de ferrita pueden sintonizarse regulando la posición del núcleo en la bobina. La operación de sintonizar consiste en ajustar la combinación inductancia-capacitancia (LC) para la resonancia a la frecuencia elegida, sea variando la inductancia o la capacitancia. En una combinación LC la resonancia se debe a las propiedades fundamentales de la inductancia y de la capacitancia. Un inductor presenta oposición (reactancia) a la circulación de corriente de radio frecuencia (RF). Esta reactancia aumenta cuando lo hace la frecuencia. Un capacitor también presenta oposición a la circulación de corriente de RF, y esta reactancia disminuye al aumentar la frecuencia. Un inductor tiene reactancia positiva, y un capacitor tiene reactancia negativa. A su vez, habrá alguna frecuencia a la cual las dos

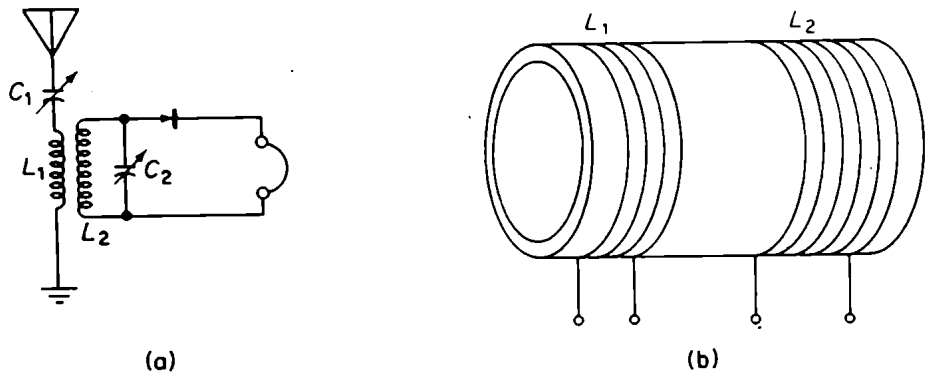


Fig. 1—24. Sintonizador de dos circuitos para receptor con diodo semiconductor: (a) Esquema del circuito. (b) Transformador elemental de RF.

reactancias de una combinación LC se anulan mutuamente. Esta es la frecuencia llamada de resonancia. Lo interesante es que en este caso no hay reactancia resultante en el circuito LC, y la corriente de RF puede circular sin oposición, exceptuando las pequeñas pérdidas ocasionadas por la resistencia óhmica del circuito.

Observemos ahora la disposición fundamental de sintonía representada en la Fig. 1-22. Es un sintonizador de un solo circuito. Emplea una inductancia de valor fijo y una capacitancia variable para la sintonía. El capacitor puede tener unos límites de capacitancia entre 20 y 365 pF y el inductor una inductancia de 200 μH. Estos valores permiten sintonizar al receptor a lo largo de la mayor parte de la banda de radiodifusión, utilizando una antena de un cuarto de longitud de onda. El lector recordará que la capacitancia se mide en farads, y la inductancia en henrys. Un microhenry (μH) equivale a la millonésima parte (10^{-6}) de un henry; un picofarad (pF) es la millonésima parte de una millonésima

(10^{-12}) de farad. La Fig. 1-23 representa curvas típicas de respuesta de frecuencia de un circuito sintonizado sencillo. Obsérvese que la señal útil es más intensa cuando es baja la resistencia del circuito. También la sintonía es más aguda (mayor selectividad) si la resistencia del circuito es

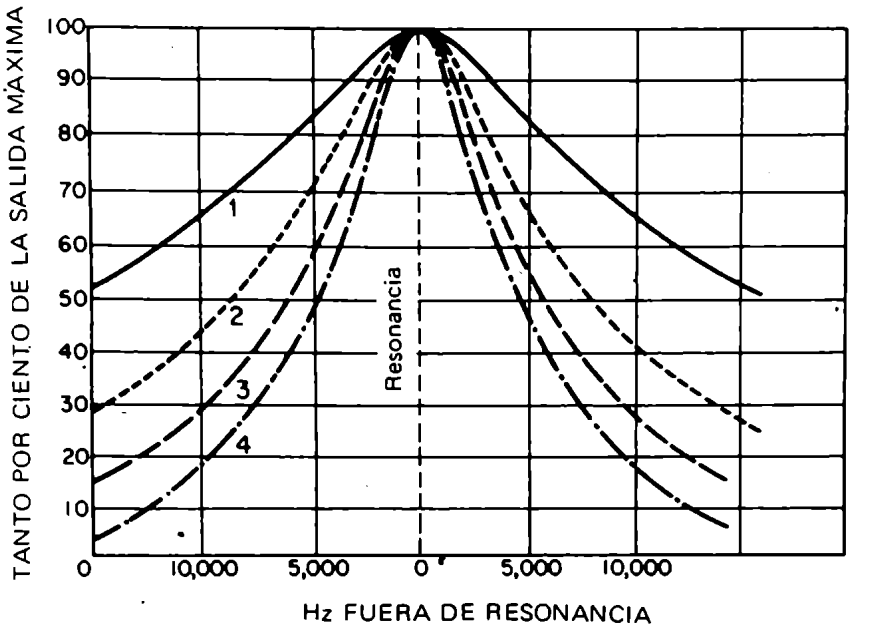


Fig. 1—25. Selectividad de un sintonizador con diferente número de circuitos sintonizados.

baja. La selectividad elevada es necesaria para reducir a un mínimo las interferencias de estaciones que transmiten con frecuencias ligeramente diferentes de la que se desea recibir. Más adelante se detallarán otros aspectos relativos a la resistencia del circuito.

Consideramos ahora el circuito sintonizado doble representado en la Fig. 1-24. Utiliza un par de inductores y un par de capacitores variables. La bobina L1 recibe el nombre de bobina primaria; se sintoniza mediante C1. La bobina L2 es la secundaria y se sintoniza por medio del capacitor C2. Las bobinas L1 y L2 tienen entre sí una separación, mayor o menor; cuando están muy separadas, se dice que su acoplamiento es débil, o flojo. En cambio, si están próximas, su acoplamiento es fuerte. Si bien el acoplamiento débil permite mayor selectividad, también atenúa la señal. Por lo tanto, el grado de acoplamiento empleado en la práctica representa un compromiso. Obsérvese que en la Fig. 1-24, la máxima respuesta y la mejor selectividad se obtienen cuando L1 C1 están sintonizados con resonancia en serie en el circuito de antena, mientras que L2 C2 están sintonizados con resonancia en paralelo en el circuito secundario. Es posible suprimir el capacitor C1; sin embargo, el circuito sintonizador carecerá entonces de respuesta óptima a lo largo de toda la gama de

frecuencias. En la Fig. 1-25 puede apreciarse cómo aumenta la selectividad de un receptor al aumentar el número de circuitos sintonizados que utiliza.

1.5 Amplificación

Como que la tensión de señal proporcionada por la antena es relativamente débil, e incluso puede ser extremadamente débil, un receptor como el de la Fig. 1-24 no puede proporcionar un sonido de mucho volumen. Para

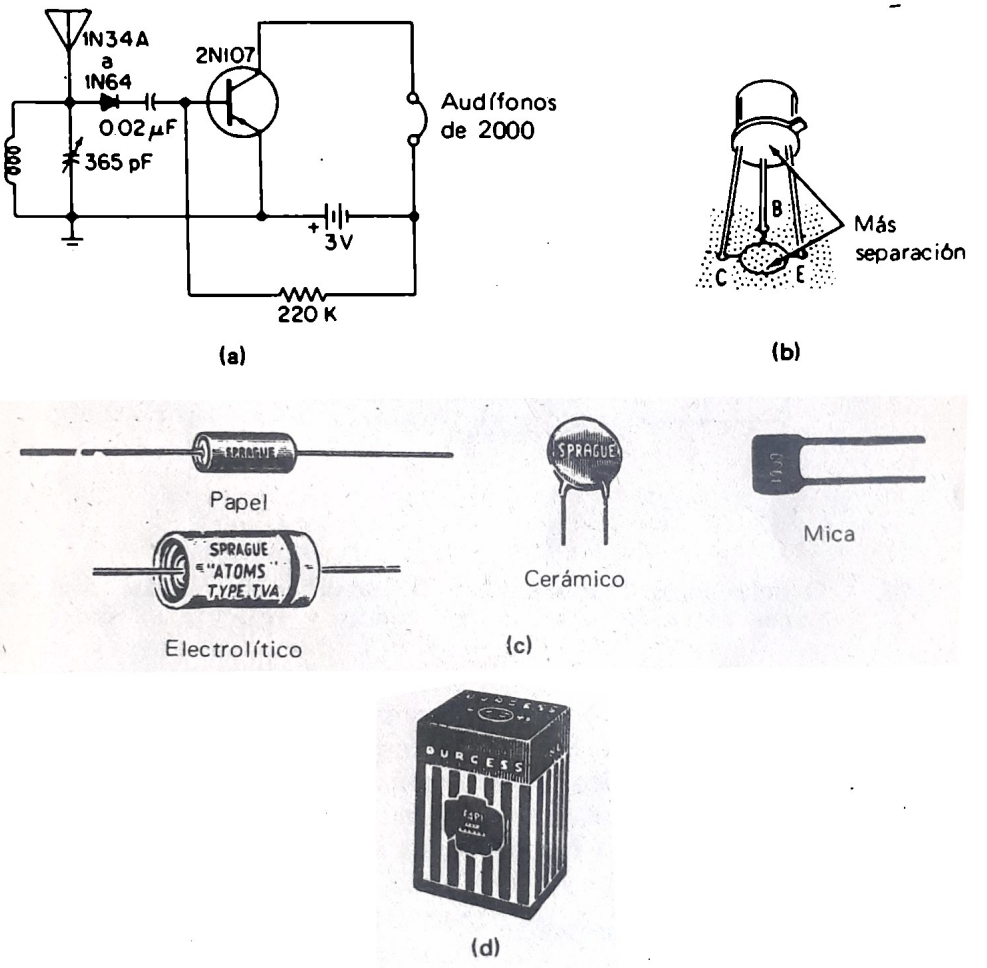


Fig. 1—26. Receptor elemental con amplificación por transistor: (a) Circuito. (b) Transistor común. (c) Capacitores fijos. (d) Batería de pilas secas.

obtener mayor salida, se utiliza un amplificador para aumentar la señal proveniente del detector, como en el ejemplo de la Fig. 1-26. En esta configuración, el transistor trabaja como amplificador de audio frecuencia. El resistor de 220 k-ohms polariza la base para obtener máxima amplificación y mínima distorsión. En este ejemplo, el transistor trabaja en configuración o modo de emisor común. La Fig. 1-27 representa las

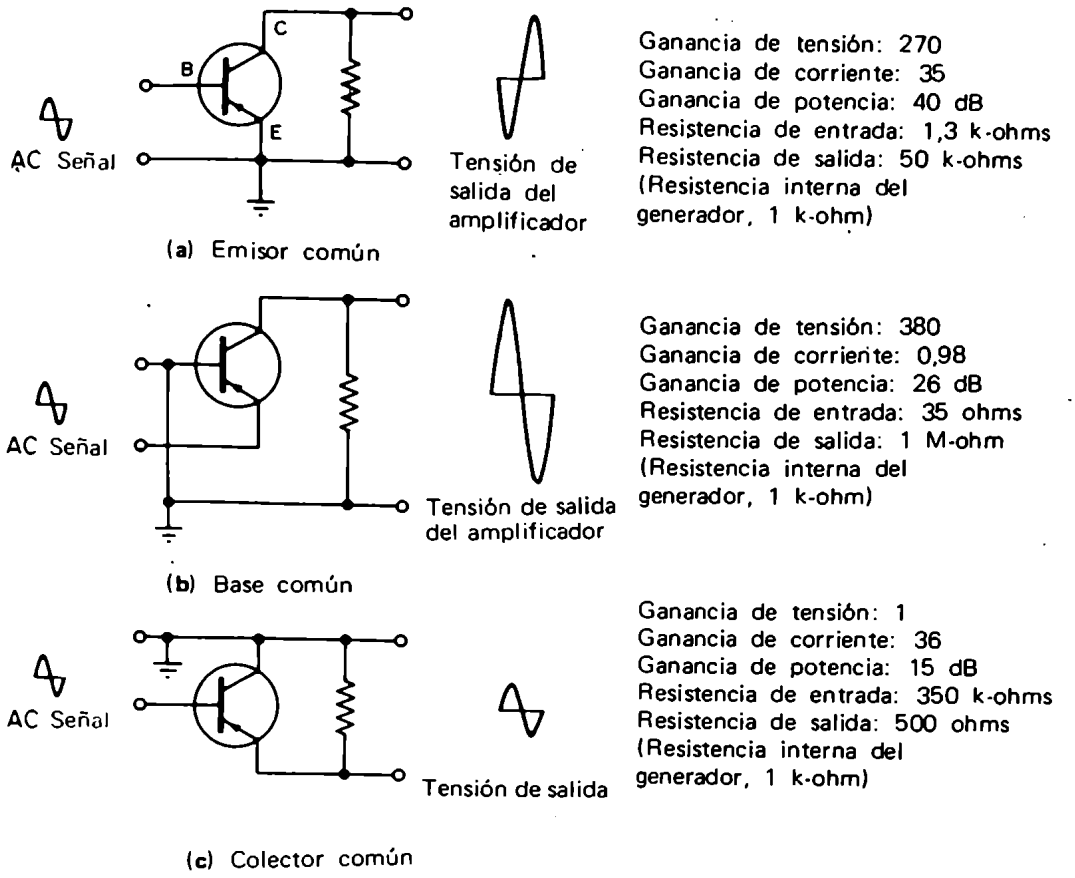


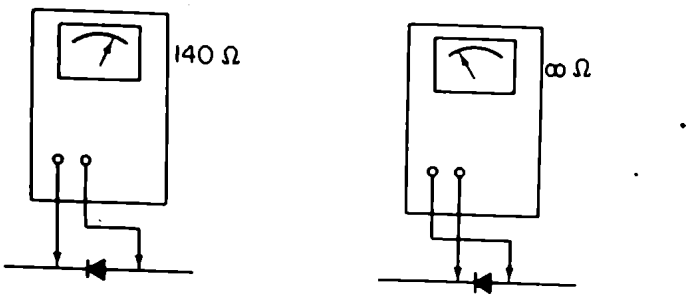
Fig. 1—27. Características fundamentales de amplificación en las configuraciones de emisor común, base común y colector común.

características fundamentales de amplificación trabajando en las configuraciones de emisor común, de base común y de colector común. En los receptores de radio se emplea generalmente la configuración de emisor común porque las resistencias de entrada y de salida del transistor se adaptan mejor en esta forma a las impedancias del circuito.

1.6 Reparación de receptores elementales

Un receptor defectuoso presentará uno o más síntomas que servirían de guía para las pruebas que siguiendo un orden lógico deberán efectuarse. Como ejemplo, el receptor de la Fig. 1-22 puede no tener salida. En este caso, lo más probable es que tenga algún circuito abierto o una conexión defectuosa. En tal situación, el instrumento más útil es el óhmetro. Este puede emplearse para comprobar la resistencia de los audífonos. Una lectura normal estará dentro de los límites de 1000 a 2000 ohms. Si el óhmetro indica resistencia infinita, es porque existe un circuito abierto; puede haberse cortado un conductor del cordón, que también deberá probarse con el óhmetro, para saber si hay continuidad. En ocasiones, un semiconductor se pone en circuito abierto, o en corto circuito. La

Fig. 1-28 indica cómo se puede probar un diodo mediante el óhmetro. En la Fig. 1-22, el diodo tiene en paralelo la resistencia del circuito, y habrá que desconectar uno de sus terminales para probarlo. Obsérvese que según la Fig. 1-28, la prueba con el óhmetro se hace con las dos polaridades para medir las resistencias directa e inversa del diodo. Un diodo normal tiene generalmente una resistencia directa de 140 ohms, siendo prácticamente infinita la resistencia inversa. Si el diodo está en corto circuito, mide cero ohms, en ambos sentidos; si está en circuito abierto, mide infinito en mbos sentidos.



(a) Resistencia directa, diodo fuera del circuito

(b) Resistencia inversa, diodo fuera del circuito

(c)

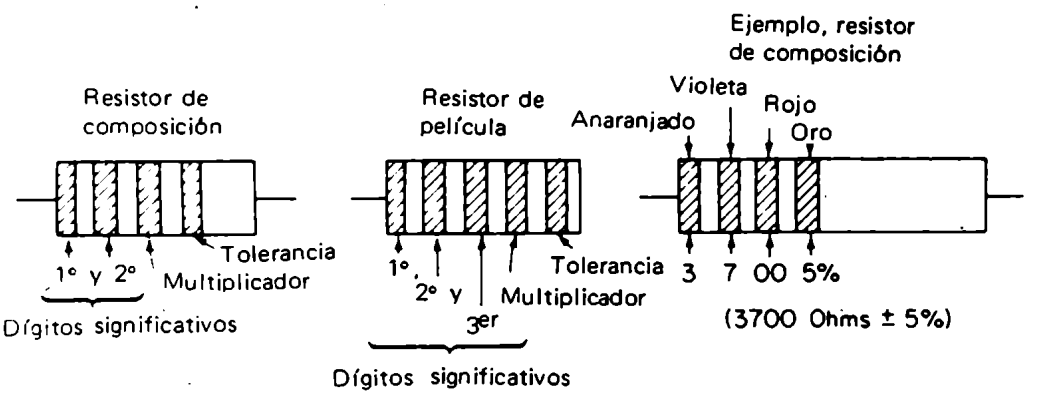
Fig. 1—28. Comprobación de las resistencias directa e inversa de un diodo: (a) Conexiones para la resistencia directa. (b) Conexiones para la resistencia inversa. (c) Volt-ohm-miliamperímetro (Multímetro).

Muchas veces, una conexión mal soldada, soldada "en frío", parece perfecta, pero la prueba del óhmetro puede indicar que en realidad es un circuito abierto. Otra causa común de no haber salida puede hallarse en conexiones defectuosas de antena o de tierra. Podría, por ejemplo, haberse cortado la línea de bajada, o ponerse en corto circuito con alguna estructura metálica unida a tierra. Compruébese la conexión a tierra para asegurarse que no está floja ni corroida. El óhmetro debe indicar normalmente cero ohms al conectarlo entre los extremos de las conexiones. Téngase en cuenta que el instrumento debe estar en la escala R x 1, para indicar claramente la resistencia de las conexiones. Entre otras fallas posibles puede incluirse una bobina abierta o en corto circuito; también puede ocurrir lo mismo con el capacitor variable. Las bobinas utilizadas en los receptores de radiodifusión miden normalmente algunos ohms; el capacitor variable, debe medir resistencia infinita. Si el capacitor está en corto circuito, véase si tiene placas dobladas que rozan entre sí, o alguna partícula metálica entre las mismas.

La reparación del sintonizador con dos circuitos de la Fig. 1-24 es esencialmente igual que la anteriormente explicada, con la excepción de tener que comprobar dos bobinas y dos capacitores variables. Si cualquiera de los dos receptores descritos produce una señal muy débil, habrá que sospechar del diodo semiconductor. Probado con el óhmetro, segurámente

se obtendrá una lectura inversa solamente algo mayor que la lectura en sentido directo; en estas condiciones, el diodo rectifica parcialmente. La relación entre la resistencia directa y la inversa debe ser por lo menos de 1 a 100 en un diodo en buenas condiciones; frecuentemente, es mucho mayor. Obsérvese que también podría ser causa de señal débil una mala conexión de la entrada de antena. Cualquier conexión con resistencia elevada (debida muchas veces a la corrosión) dará por resultado una señal débil.

Veamos ahora el procedimiento para la reparación de un receptor como el representado en la Fig. 1-26. Son aplicables todas las pruebas descritas anteriormente, y además habrá que tener en cuenta un capacitor fijo, un resistor, una batería y un transistor. Los resistores están marcados según un código de colores, como se indica en la Fig. 1-29. El valor de la resistencia puede medirse con bastante precisión mediante el óhmetro. Obsérvese que el valor del resistor puede medirse en el circuito (sin desconectar uno de sus extremos) siempre que se disponga de un óhmetro



Color	Dígito	Multiplicador	Tolerancia Composición	Tolerancia Película
Negro	0	1	20%	0
Castaño	1	10	1%	1%
Rojo	2	100	2%	2%
Naranja	3	1000	3%	
Amarillo	4	10.000		
Verde	5	1000.000	5%	0,05%
Azul	6	1.000.000	6%	0,25%
Violeta	7	10.000.000	12,5 / 12,5%	0,1
Gris	8	0,01	30%	0,05
Blanco	9	0,1	10%	
Plata		0,01 (*)	10% (*)	10%
Oro		0,1 (*)	5% (*)	5%
Sin color			20% (*)	

Nota: (*) indica que es la marcación preferida

Fig. 1—29. Código de colores para resistores.

como el ilustrado en la Fig. 1-30, con escala alta y escala baja. Midiendo con la escala baja, este instrumento aplica menos de 0,1 volts a los extremos del resistor que se prueba. De esta manera, las junturas del semiconductor no pueden conducir, y el óhmetro indica el valor real del resistor. Por supuesto, si el transistor fuese defectuoso, la lectura obtenida

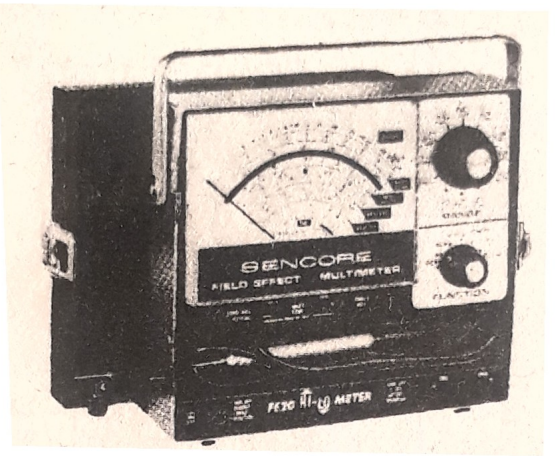


Fig. 1—30. Aspecto de un multímetro con transistor de efecto de campo. (*Gentileza de* "Sencore").

sería falsa. Por lo tanto, para mayor seguridad, se habrá de desconectar uno de los extremos del resistor para probarlo fuera del circuito, eliminando la posibilidad de cualquier resistencia en paralelo.

Estando abierto el capacitor de acoplamiento (Fig. 1-26), no habrá señal de salida. El método más rápido para probar un capacitor que se supone abierto es poner en paralelo con el mismo, momentáneamente, otro capacitor en buen estado. Si el receptor trabaja entonces correctamente, el capacitor ensayado estaba realmente en circuito abierto. Tampoco habrá salida si la batería está agotada. Esta se comprobará con el voltímetro para tensión continua, estando la batería conectada al circuito. En otras palabras, la batería debe probarse con su carga normal. Una batería débil probada sin carga indicará una tensión mucho mayor que cuando esté trabajando con su carga normal. Otra causa de señal de salida débil, además de la batería en malas condiciones, puede residir en el resistor de polarización, cuyo valor sea muy diferente del normal. No habrá salida, o será muy débil, si el capacitor tiene pérdidas, como veremos enseguida.

Si el capacitor de acoplamiento de la Fig. 1-26 tiene pérdidas, la tensión de la base del transistor se habrá alterado. Y también se aplicará al diodo una tensión de polarización anormal. Se medirá la tensión de polarización base-emisor del transistor mediante el voltímetro para tensión continua. El transistor del esquema es del tipo PNP y se supone que es de germanio; un transistor de esta clase, trabajando como amplificador, tiene una tensión normal de polarización en sentido directo de 0,2 volts. Dicho de otro modo, esperamos medir aproximadamente —0,2 volts entre base y emisor. Si la tensión de polarización es inferior, probablemente el capacitor de acoplamiento tiene pérdidas. Si en el circuito se hubiera utilizado

un transistor de germanio NPN, hubiéramos debido medir + 0,2 volts entre base y emisor. Y en el caso de un transistor de silicio, la tensión normal de polarización base-emisor es de 0,6 volts, aproximadamente. Si bien un capacitor con pérdidas produce una tensión de polarización incorrecta, también puede ser debida a un transistor defectuoso.

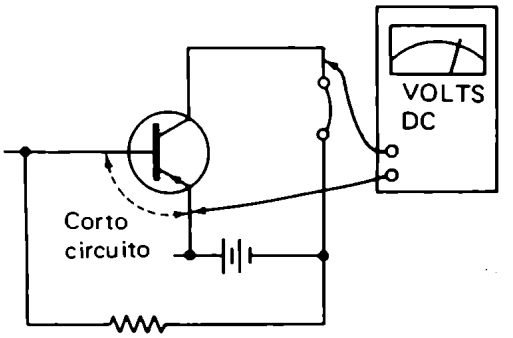


Fig. 1—31. Prueba de transistores por el método de corte.

Cuando es prácticamente normal la tensión de polarización de un transistor pero el sonido es muy débil, el factor de amplificación (beta) del transistor puede ser inferior al normal. La Fig. 1-31 indica una manera rápida para probar un transistor, prueba denominada de corte. Se conecta un voltímetro para tensión continua entre los terminales de colector y de emisor, poniéndose momentáneamente en corto circuito los terminales de base y de emisor del transistor. Si el transistor trabaja normalmente, el voltímetro indicará la tensión total de la batería cuando se aplica el corto circuito. En cambio, si no aumenta la lectura del voltímetro hasta el valor total de la tensión de la batería, el transistor no deja de conducir, tal como debería hacer. A menos que un transistor deje de conducir, o "corte" cuando la base y el emisor se llevan al mismo potencial, no se obtendrá de él una amplificación normal.

Circuitos Fundamentales de los Receptores

2.1 Receptores de AM y FM para radiodifusión

Son de muchas clases los receptores de AM que están en uso, siendo los receptores de radiodifusión como los de la Fig. 2-1 los que superan en número a otros tipos de receptores más elaborados y especializados. Los dos receptores ilustrados abarcan la banda de frecuencias de 540 a 1600 kHz; es la banda normal de radiodifusión. La radiodifusión en onda corta ocupa varios intervalos entre las frecuencias de 4 a 22 MHz. Los receptores multi-banda, el representado en la Fig. 2-2, abarcan las

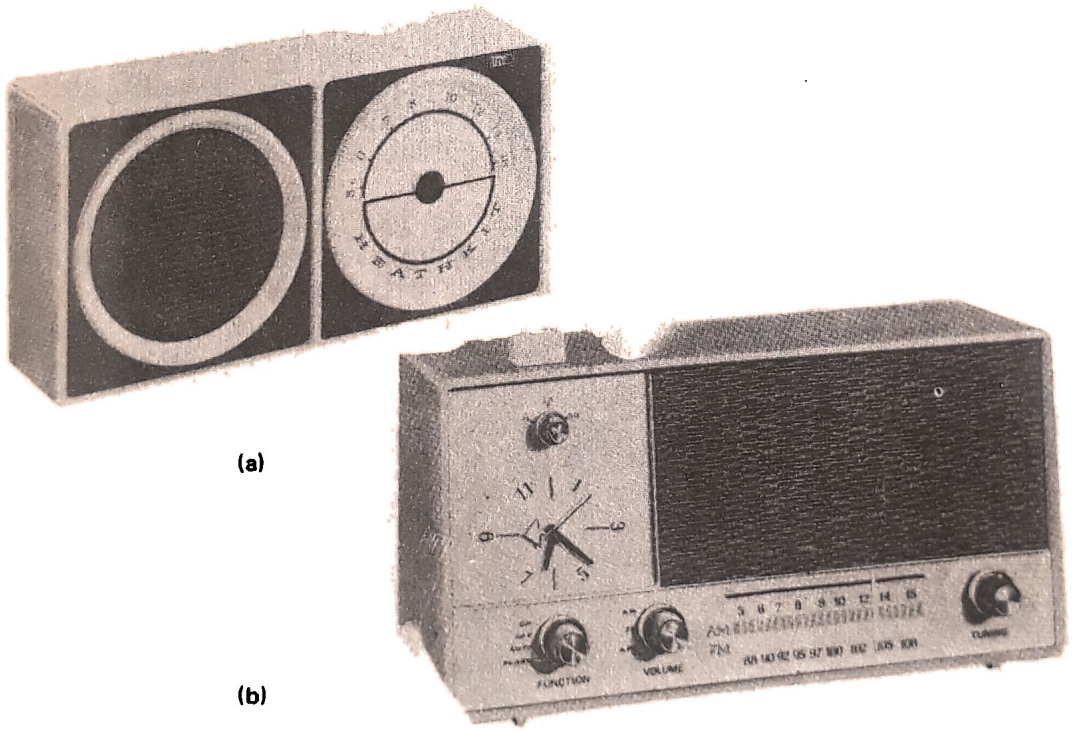


Fig. 2—1. Receptores de radiodifusión, de amplitud modulada: (a) De bolsillo. (b) Reloj-radio. (*Gentileza de* "Radio Shack").

bandas de radiodifusión normal y de onda corta, en modulación de amplitud ("amplitud modulada"). Además, este receptor abarca también la banda de radiodifusión de modulación de frecuencia, desde 88 a 108 MHz. Todos los receptores de AM trabajan según los mismos principios básicos explicados en el capítulo anterior. En cambio, los receptores de FM lo

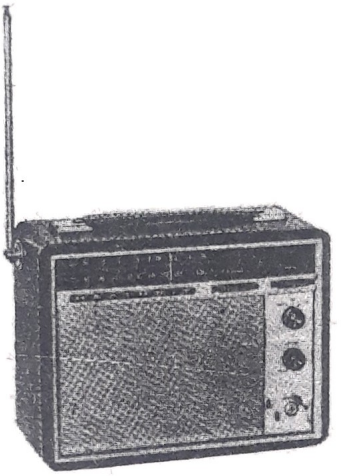


Fig. 2—2. Receptor multi-banda, con varias bandas de radiodifusión en onda corta. (*Gentileza de* "Radio Shack").

hacen según un principio diferente; las radiodifusoras de AM no pueden oirse en los receptores para MF, y tampoco pueden oirse las radiodifusoras de FM en los receptores para AM. Vamos a estudiar el principio fundamental de la transmisión y recepción por modulación de frecuencia (llamada corrientemente "frecuencia modulada").

La Fig. 2-3 destaca las características de una portadora modulada en frecuencia. Obsérvese que la onda moduladora hace variar la frecuencia de la portadora de un punto a otro. Este proceso se diferencia de la modulación de amplitud en que la onda moduladora hace variar la amplitud de la portadora, entre un punto y otro. En el proceso de modulación de frecuencia, la portadora tiene una frecuencia de referencia en el instante en que la onda moduladora pasa por el eje horizontal, que representa amplitud cero. A medida que la onda moduladora sube hacia su valor máximo instantáneo (de cresta o de pico) positivo, va aumentando progresivamente la frecuencia de la portadora. Luego, al descender la onda moduladora hacia el pico negativo, la frecuencia de la portadora va disminuyendo progresivamente. Para que la señal de MF sea audible en el receptor, se emplea un detector sensible a las variaciones de frecuencia. En el capítulo próximo se darán detalles de este proceso.

La radio-comunicación por modulación de amplitud tiene la ventaja de necesitar canales relativamente angostos. Por lo tanto, pueden trabajar simultáneamente muchas estaciones de radiodifusión de AM en la banda asignada, sin interferirse mutuamente. Las frecuencias están distribuidas en esta banda con una separación de 10 kHz. Por lo tanto, entre los límites

de 540 a 1600 kHz caben 106 estaciones trabajando simultáneamente. Si bien los canales de 10 kHz permiten buena calidad de reproducción, no es posible la alta fidelidad; ésta requiere canales de por lo menos 20 kHz (*). Una de las principales desventajas de la radio-comunicación por AM es la imposibilidad de librarse de los estáticos; las señales más débiles se reproducen sobre un ruido de fondo. En zonas densamente pobladas y en las industriales, los estáticos y parásitos producidos artificialmente son frecuentemente muy molestos, y aún las señales moderadamente intensas de AM pueden sufrir esta clase de interferencia.

La radio-comunicación por FM tiene la ventaja de poder rechazar casi todos los estáticos y parásitos. Esta facultad es consecuencia de que prácticamente todas las formas de estáticos y de parásitos son perturbaciones moduladas en amplitud; como que el detector de modulación de frecuencia no responde a la AM, no puede captar casi ninguna clase de interferencias parásitas. El inconveniente principal de la radio-comunicación por FM es la necesidad de canales relativamente anchos. Para ser

*En Buenos Aires, las estaciones de la banda normal de radiodifusión están separadas 40 KHz, habiendo todavía canales libres.

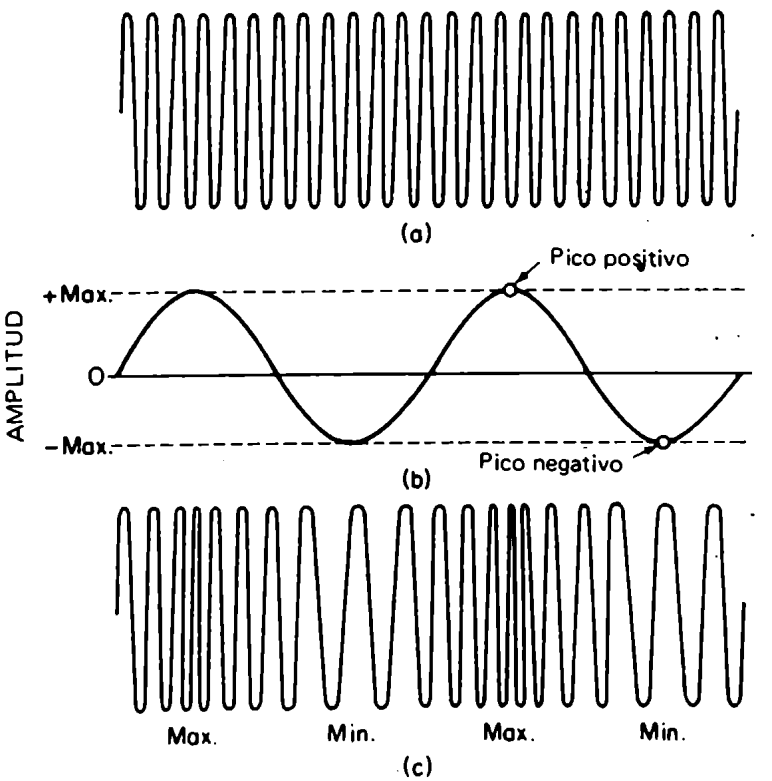


Fig. 2—3. Características de una onda modulada en frecuencia: (a) Portadora sin modular. (b) Onda moduladora de audio frecuencia. (c) Onda portadora modulada en frecuencia.

inmune a las perturbaciones moduladas en amplitud, la radiodifusión por FM necesita canales con un ancho de 200 kHz. Así pues, entre los límites de 88 a 108 MHz, caben 100 estaciones de FM, mientras que la misma banda podría acomodar 2000 estaciones de AM. Como que las estaciones de FM trabajan con canales más anchos, tienen la ventaja de permitir una reproducción de alta fidelidad. Es una circunstancia primordial para los oyentes que aprecian la música reproducida con alta fidelidad.

2.2 Fundamentos del superheterodino

La mayoría de los receptores de radio de AM y de FM trabajan según el principio superheterodino, como se representa en la Fig. 2-4. Se prefiere esta disposición porque proporciona buena selectividad y alta sensibilidad a un costo moderado. Los receptores superheterodinos hacen uso de la amplificación antes y después del detector. La amplificación previa a la detección se llama radioamplificación de frecuencia y la efectuada después de la detección es la amplificación de audio frecuencia. La amplificación de frecuencia es esencial para una alta sensibilidad, porque aumenta la amplitud de las señales antes de la demodulación (rectificación). Dicho de otra manera, la eficacia de un detector es relativamente baja para señales débiles; la amplificación de radio frecuencia supera esta limitación. La

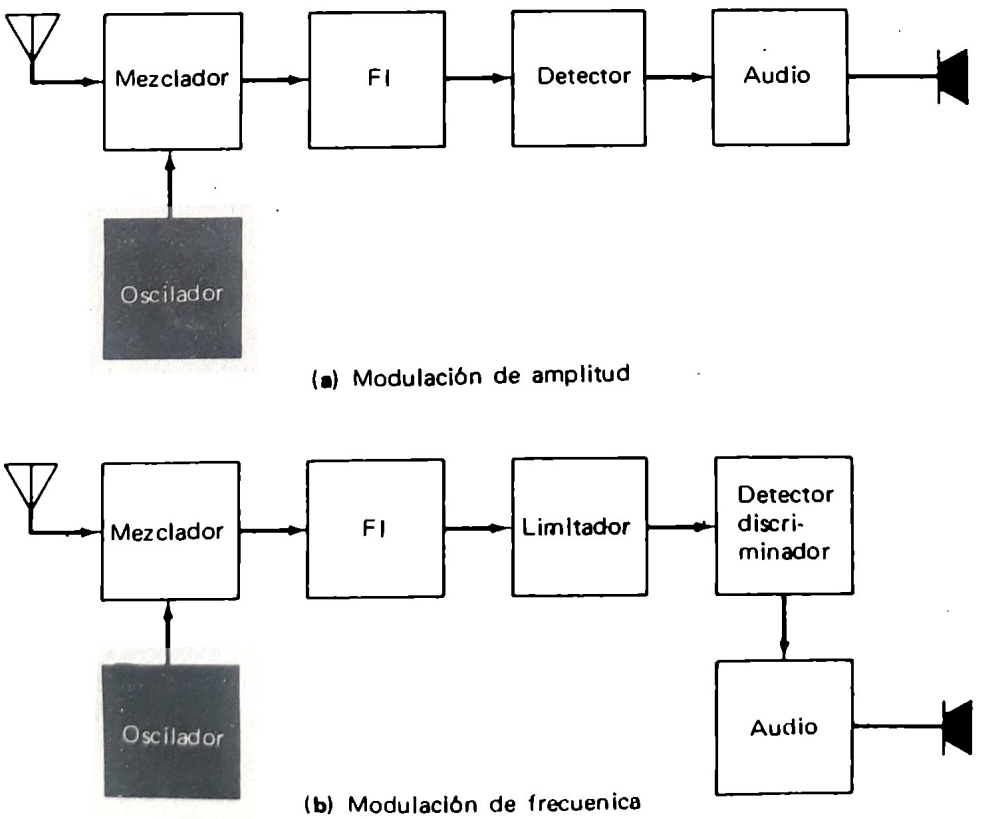


Fig. 2—4. Diagramas en bloque de receptores superheterodinos para AM y para FM.

sección de amplificación de radio frecuencia de un superheterodino es algo complicada, principalmente porque comprende la conversión (cambio) de frecuencia.

Haciendo referencia a la Fig. 2-4(a), la sección amplificadora de RF comprende la etapa mezcladora, etapa osciladora y etapa amplificadora de

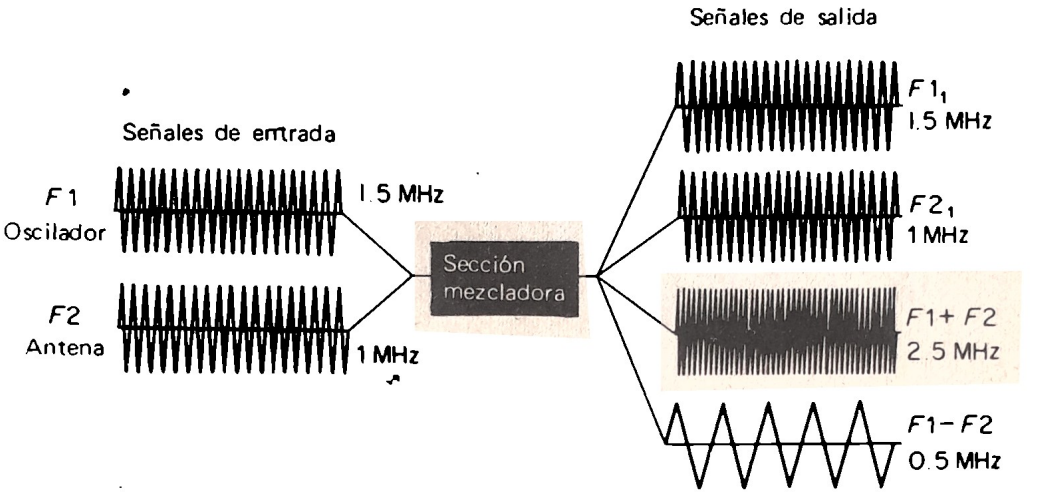


Fig. 2—5. Ejemplo del proceso de conversión de frecuencia en un superheterodino.

frecuencia intermedia (FI). La función de la etapa mezcladora y de la osciladora es cambiar la frecuencia de la señal de entrada a otra inferior (generalmente 455 kHz). Luego, esta señal de 455 kHz se amplifica mediante la etapa o etapas amplificadoras de FI. Podríamos preguntarnos porqué es necesaria esta conversión de frecuencias. ¿No se podría emplear un amplificador sencillo que trabajara a la frecuencia de la señal que se recibe? Si bien es posible emplear un amplificador sencillo de RF (y a veces se hace), la eficacia es mucho mayor convirtiendo la frecuencia de entrada en una frecuencia intermedia de valor fijo. Las razones técnicas de esta mayor eficacia se verán en el capítulo siguiente.

Veamos ahora la naturaleza del proceso de conversión de frecuencia en el receptor superheterodino. Como se ve en la Fig. 2-5, al mezclador llegan dos señales; en este ejemplo, la antena proporciona una señal de 1 MHz y el oscilador otra de 1,5 MHz. Se supone, en este caso, que la frecuencia intermedia es de 0,5 MHz. El mezclador está construido para trabajar como dispositivo heterodino, o sea de batido de señales; las dos frecuencias que se heterodinan en el mezclador forman una frecuencia igual a la diferencia de las dos que entran, 0,5 MHz, y otra igual a la suma, 2,5 MHz. Junto con estas frecuencias suma y diferencia, también están presentadas a la salida del mezclador las frecuencias de entrada, de 1 MHz y de 1,5 MHz. Es muy corriente que el amplificador de FI esté sintonizado a la frecuencia diferencia; la selectividad de este amplificador rechaza las otras tres frecuencias.

Es interesante observar la ganancia de las diferentes etapas de un pequeño superheterodino común. En el ejemplo de la Fig. 2-6, se utiliza una etapa de amplificación sencilla de RF antes del mezclador. En el amplificador de RF la potencia de la señal se multiplica por 10 (ganancia, 10 dB); en el mezclador, se multiplica por 25 (ganancia, 14 dB); en el

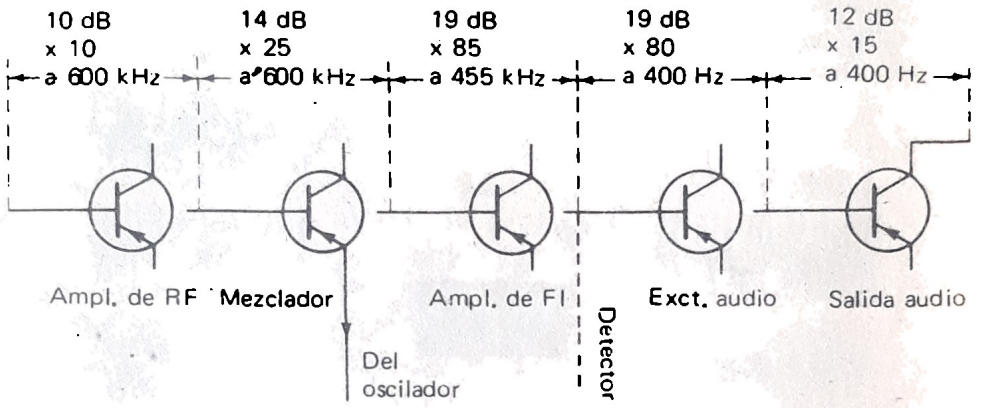


Fig. 2—6. Ejemplo de la ganancia de las etapas de un superheterodino.

amplificador de FI, por 85 (ganancia, 19 dB); en la primera etapa de audio frecuencia (excitadora), por 80 (ganancia, 19 dB); y se multiplica por 15 (ganancia, 12 dB) en la etapa de salida de audio. La potencia a la salida del receptor queda multiplicada por lo tanto, por el producto de todas las multiplicaciones correspondientes a cada etapa, en este caso 25.500.000, que equivale a una ganancia de 74 dB (*). (Obsérvese que la suma de ganancias en dB de cada etapa es 10 + 14 + 19 + 19 + 12 = 74 dB). El amplificador de FI eleva la potencia según un factor de 8,5 con respecto a la etapa amplificadora de RF, y de 3,4 con respecto al mezclador. La mayor parte de la ganancia previa a la detección, la proporciona el amplificador de frecuencia intermedia.

(*) En efecto: dB = 10 log 25.500.000 = 10 x 7,40654 = 74, aproximadamente.

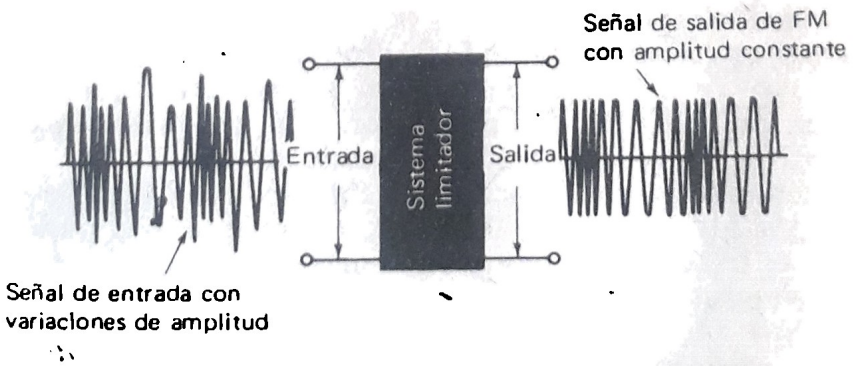


Fig. 2—7. Función del limitador en un receptor de FM

Haciendo referencia a la Fig. 2-4, el amplificador de FI de un receptor de FM trabaja generalmente a 10,7 MHz. En el capítulo próximo veremos la razón técnica de esta elección. Siguiendo al amplificador de FI, encontramos una etapa limitadora que recorta el ruido modulado en amplitud, como demuestra la Fig. 2-7. Esta acción limitadora es la que suprime los

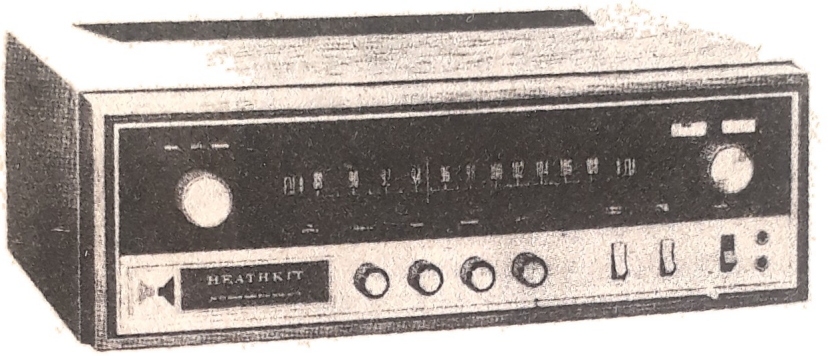


Fig. 2—8. Receptor de radiodifusión para FM. (*Gentileza de* "Heath, Co. ").

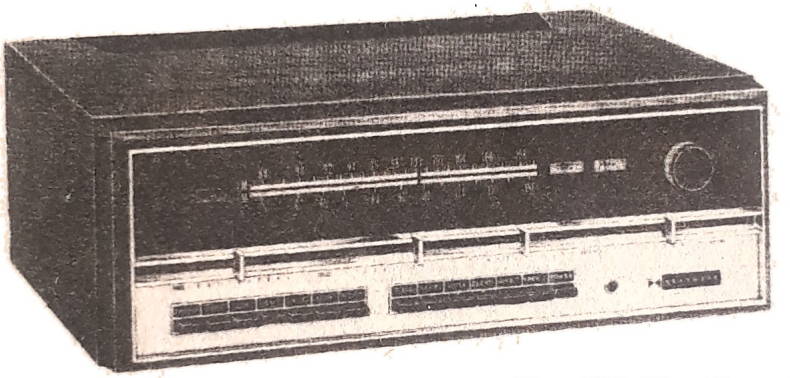


Fig. 2—9. Receptor de radiodifusión para AM y FM (*Gentileza de* "Heath, Co. ").

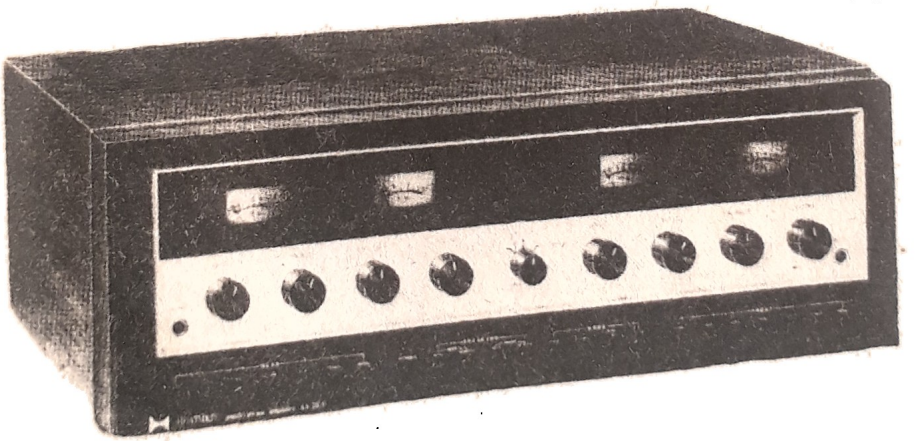


Fig. 2—10. Receptor estereofónico de cuatro canales con salida estereofónica normal y salida monofónica. Permite también la recepción de AM. (*Gentileza de* "Radio Shack").

parásitos en la recepción por FM. El discriminador es un detector que responde a las variaciones de frecuencia, demodulando la señal de FI modulada en frecuencia y aplica la señal de audio al amplificador de audio frecuencia. La Fig. 2-8 representa un receptor de radiodifusión para FM; muchos receptores permiten recepción en AM y en FM, como el que se ve en la Fig. 2-9. Al combinar en un solo receptor las dos modalidades, se realiza una economía considerable, puesto que para procesar ambas señales se utiliza buena parte de los mismos componentes.

Muchos receptores para FM permiten reproducción monofónica o estereofónica. El sintonizador de la Fig. 2-8 es un ejemplo de éstos. La reproducción monofónica se hace en forma normal, necesitándose salida para un solo altavoz. En cambio, la reproducción estereofónica es más complicada, porque se necesitan dos altavoces que se alimentan con señales diferentes. Los altavoces se colocan a cierta distancia entre sí, o también en lugares opuestos de una habitación. La ventaja de la reproducción estereofónica es que saca partido de la condición binaural de la facultad de oir, permitiendo una reproducción más real que en el caso de la audición monofónica. El receptor para AM y FM de la Fig. 2-9 también permite reproducción estereofónica en FM. Algunas radiodifusoras de FM transmiten señales estereofónicas, mientras que otras transmiten señales monofónicas. Las estaciones de radiodifusión de AM transmiten sólo señales monofónicas. Más adelante volveremos a hablar de la transmisión y recepción estereofónica.

Veamos ahora lo esencial de la reproducción cuadrafónica. La Fig. 2-10 representa un receptor estereofónico de cuatro canales. La reproducción cuadrafónica necesita cuatro altavoces alimentados también con señales diferentes. Los altavoces se colocan generalmente dos en la parte anterior y dos en la posterior de la habitación. La mayoría de los receptores de cuatro canales no procesan cuatro señales de entrada diferentes, sino solamente dos (la señal estereofónica normal) a través de filtros y desplazadores de fase para sintetizar las salidas anterior y posterior. No obstante, se pueden transmitir señales cuadrafónicas con cuatro canales separados, proporcionándose entonces cuatro señales diferentes. Se considera que el sonido obtenido es superior al que se obtiene sintetizando los cuatro canales. En el próximo capítulo hablaremos sobre los fundamentos de la reproducción cuadrafónica.

2.3 Receptores de radio para automóviles

Son análogos a los receptores comunes para AM y FM, si bien están especialmente construidos para su instalación en el automóvil. Se alimentan mediante la batería de 12 volts, mientras que los receptores comunes se conectan a la red de 220 volts. Hay muchos aparatos de radio para automóviles, como el de la Fig. 2-11, para recibir AM y FM; también los hay estereofónicos, para esta última modalidad. Los receptores estereofónicos alimentan dos altavoces colocados a uno y otro lado del tablero. Hay instalaciones más complejas, que incluyen otros dos altavoces en la parte posterior del automóvil. La mayoría de estos receptores son para radiodi-

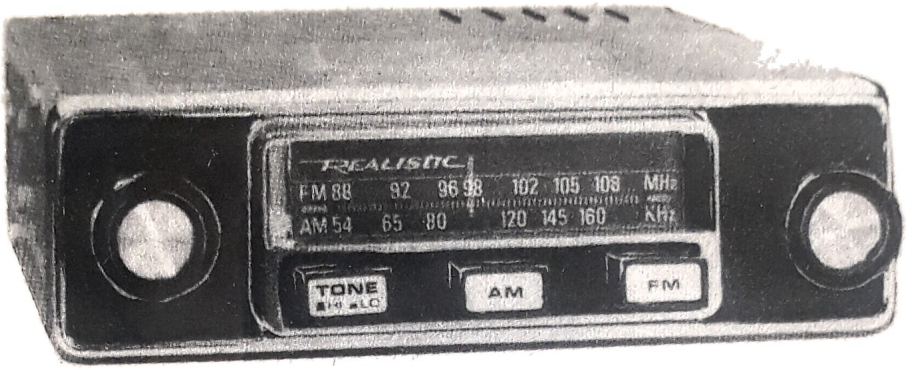


Fig. 2—11. Receptor de radio para automóvil; trabaja en las bandas de radiodifusión de AM y FM (*Gentileza de* "Radio Shack").

fusión, aunque los hay para servicios especiales de comunicaciones, a veces con equipo transmisor. Tenemos como ejemplo los de banda ciudadana, de que hablaremos a continuación.

2.4 Equipos de banda ciudadana

Los equipos de radio de banda ciudadana (BC) son transmisores-receptores (transceptores) que trabajan en la banda de 27 MHz con una potencia máxima de 5 wats. Para estas comunicaciones se dispone de 23 canales. Un equipo de BC como el que representa la Fig. 2-12 tiene incorporado un altavoz, y se utiliza con micrófono externo. La unidad trabaja normalmente en función receptora, menos cuando se presiona un pulsador situado en el micrófono. Los equipos de BC emplean modulación de amplitud. Como se ve en la Fig. 2-12, además del control de volumen tienen un control silenciador, que se usa para reducir al mínimo el ruido de fondo producido cuando no se recibe ninguna estación. Obsérvese que el equipo no tiene sintonizador, pudiendo conmutarse en cambio a alguno de los 23 canales de frecuencia fija. Las interferencias no causan excesivas molestias, en general, porque la poca potencia empleada impide la comunicación con estaciones distantes. Los equipos de BC están construidos para trabajar con

Fig. 2—12. Aspecto de un equipo de banda ciudadana. (*Gentileza de* "Radio Shack").

alimentación de 12 V, tensión continua, que se obtienen de la batería del automóvil, si está destinado a este servicio.

Hay transceptores más elaborados, como el representado en la Fig. 2-13, construidos para trabajar con modulación de amplitud o bien con el sistema de modulación de banda lateral única (BLU). Cuando se modula en

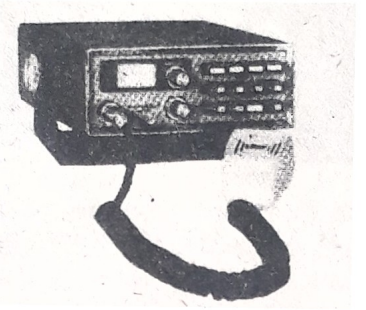


Fig. 2-13. Transceptor para BC con 46 canales, al trabajar en BLU. (*Gentileza de* "Radio Shack").

amplitud a una onda portadora, se produce una banda lateral superior y otra inferior. Como que cada una de las bandas laterales contiene la inteligencia de la transmisión, es posible eliminar una de ellas. Se irradia entonces la onda portadora y una sola banda lateral; esta señal tiene un ancho de banda igual a la mitad de la señal común de AM. También es posible eliminar una de las bandas laterales y la portadora; ésta es la transmisión por banda lateral única, que ocupa también un ancho de banda mitad del que ocupa la transmisión común. Para recibir las transmisiones de BLU, la portadora que falta se añade durante el proceso de recepción, reconstituyéndose así la señal formada por la portadora y una banda lateral. La comunicación por BLU tiene como ventajas su mayor eficacia, al concentrar la potencia irradiada en la banda lateral que contiene la información (no hay que gastar potencia para mantener la transmisión de la portadora), menor ancho de banda y como consecuencia duplicar el número de canales posibles de comunicación.

Los receptores de BLU tienen menos ruido de fondo que los de AM común, porque el ruido de salida de un receptor es proporcional al ancho de banda con que trabaja. Los equipos de BLU para banda ciudadana permiten trabajar con 46 canales, puesto que las bandas laterales superior e inferior pueden utilizarse en cada uno de aquéllos. Por ejemplo, si el receptor está recibiendo el canal 11, puede sintonizarse una transmisión en la banda lateral superior de este canal y otra en la banda lateral inferior. Se deduce, pues, que si el transmisor trabaja en la banda lateral superior, el receptor deberá también sintonizarse para la misma banda lateral superior, puesto que será inaudible sintonizando la banda lateral inferior del mismo canal. Más adelante veremos con mayor detalle otros pormenores sobre el trabajo en banda lateral única.

2.5 Radio-teléfonos portátiles

Los radio-teléfonos portátiles, llamados en inglés "walkie-talkies", que

significa "camina y habla", son transceptores (Fig. 2-14) muy parecidos a los demás de banda ciudadana, pero su potencia se limita a 100 miliwats; por lo que su alcance es menor, en comparación. Los radioteléfonos portátiles de BC pueden emplearse sin necesidad de licencia expedida por

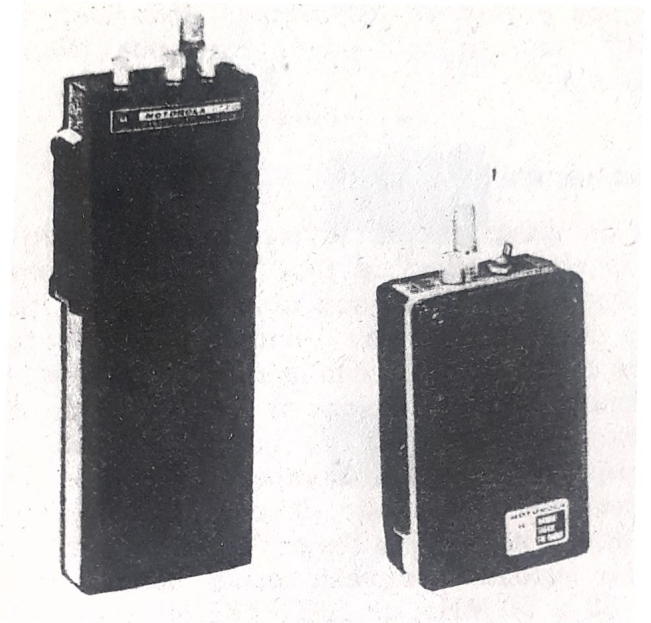


Fig. 2—14. Dos transceptores del tipo radioteléfono portátil. (*Gentileza de* "Motorola").

las autoridades competentes, no así los transceptores, que la necesitan para estar dentro de la ley. Los radio-teléfonos portátiles trabajan en el canal 14, con modulación de amplitud, mientras que los transceptores pueden hacerlo en cualquiera de los 23 canales, y también con BLU si se

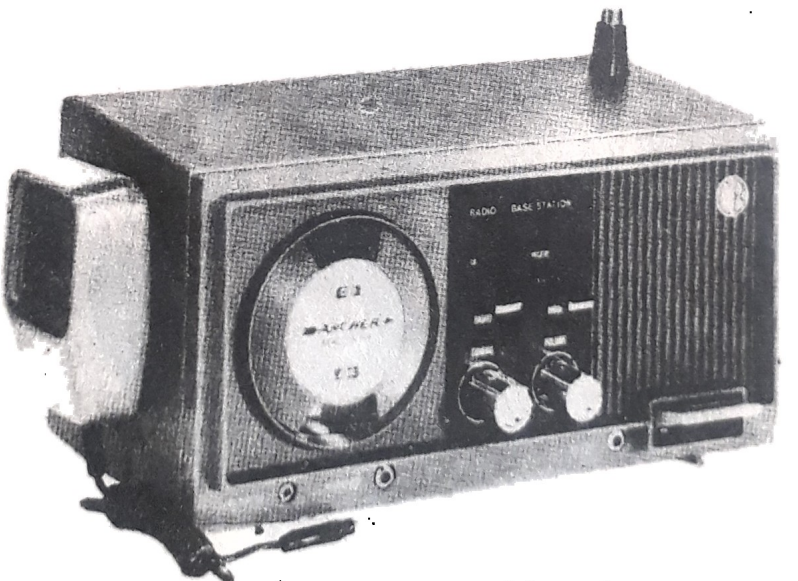


Fig. 2—15. Estación fija para comunicación bilateral y para comunicarse con radioteléfonos portátiles. (*Gentileza de* "Radio Shack").

desea. En los radio-teléfonos portátiles se permite la transmisión del código Morse, en cuyo caso se aumenta el alcance. Tanto los radio-teléfonos como los transceptores de BC se construyen como equipos móviles o fijos (de sobre-mesa). La Fig. 2-15 ilustra una estación fija para la comunicación con radio-teléfonos portátiles. Además de poder recibir cualquiera de los 23 canales de BC, esta unidad puede sintonizar también la banda de radiodifusión de AM.

2.6 Comunicación bilateral por radio

Bajo un punto de vista general, los servicios de radio-comunicaciones se agrupan según la clasificación de fijos y móviles. Servicio fijo es el que comunica un lugar determinado con otro. El servicio móvil hace lo mismo entre estaciones móviles, o entre estaciones móviles y fijas. Tanto los servicios móviles como los fijos emplean transceptores, pudiendo considerarse como comunicaciones bilaterales. Pero esta designación se reserva generalmente para los servicios de comunicaciones de la policía, de emergencia, transportes, aviación, bomberos, servicios forestales y equipos de construcciones viales. A modo de comparación, los radioteléfonos y demás equipos de BC no se consideran formando parte de comunicaciones bilaterales. Estos sistemas emplean otras bandas de frecuencias, que comprenden de 30 a 50 MHz, de 108 a 135 MHz, de 147 MHz a 174 MHz y de 450 a 470 MHz.

La Fig. 2-16 representa un equipo para comunicación bilateral utilizado comercialmente y en vehículos oficiales. La mayoría de estos transceptores utilizan circuitos comunes de AM, si bien los hay con superheterodinos de doble conversión. En la Fig. 2-17 vemos el diagrama en bloques de un receptor de doble conversión en el que la primera sección de FI trabaja a 12 MHz mientras que la segunda lo hace a 455 kHz. La doble conversión

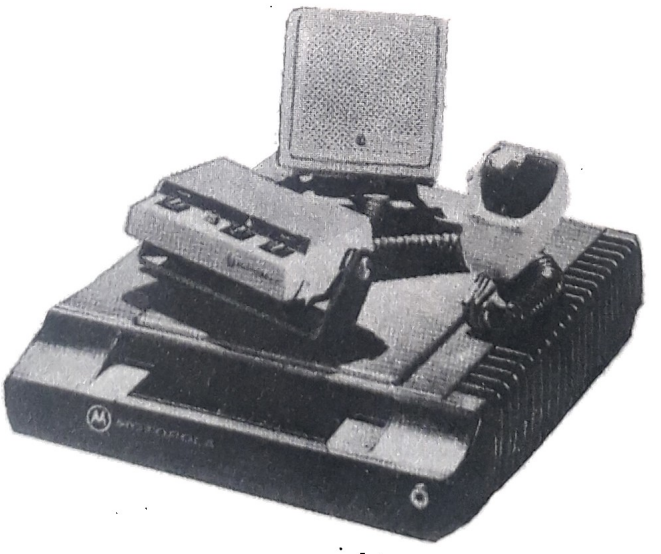


Fig. 2—16. Equipo para comunicación bilateral utilizado en vehículos comerciales y oficiales. (*Gentileza de* "Motorola").

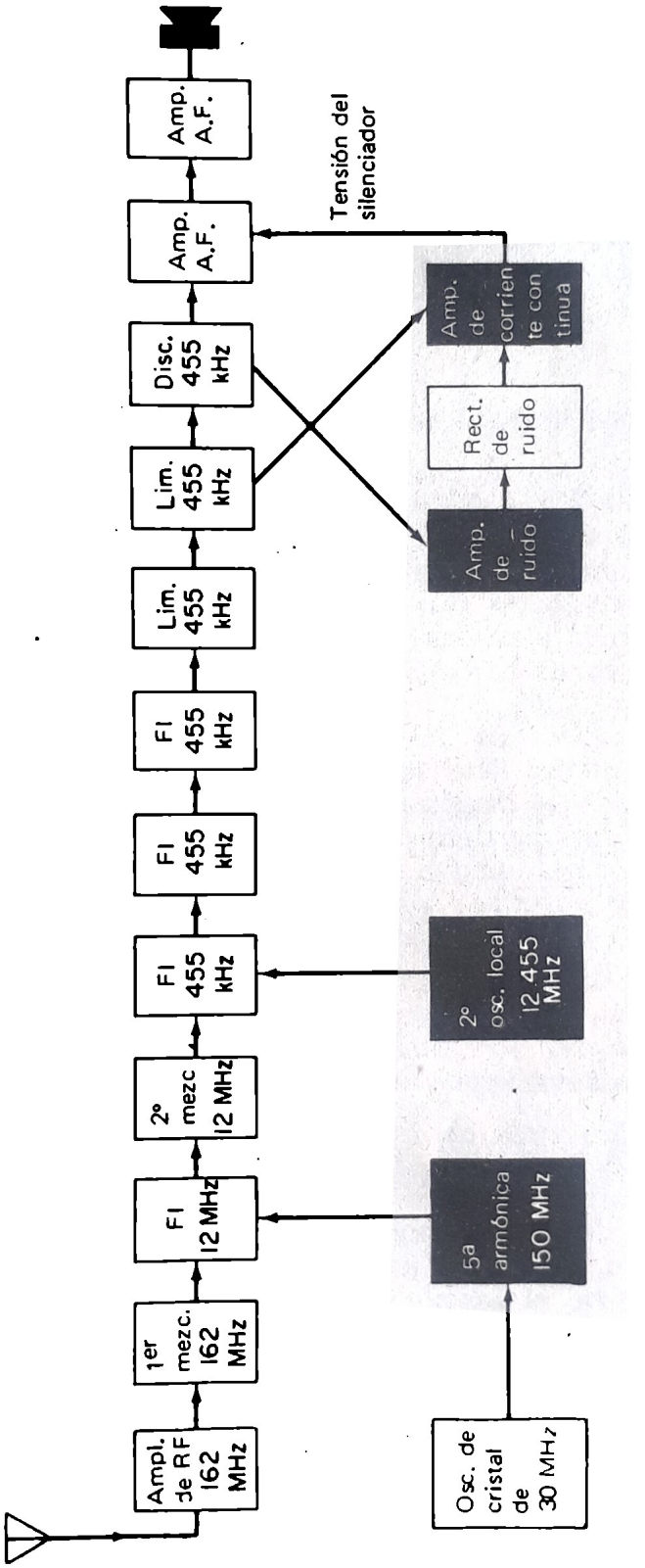


Fig. 2–17. Esquema en bloques de un receptor superheterodino para MF, de doble conversión.

se emplea para lograr máxima selectividad y mínima interferencia por frecuencia imagen, como se explicará con más detalle en el capítulo siguiente. Obsérvese que el receptor de la Fig. 2-17 es para FM; en los sistemas de radio-comunicación bilateral se emplea mucho la FM de banda angosta, en inglés "NFM", ("narrow band frequency modulation"). El sistema es análogo a la modulación de frecuencia de la radiodifusión, pero con un ancho de banda mitad. Presenta ventajas en condiciones de interferencia y elevado nivel de ruido. Algunos equipos para comunicaciones bilaterales utilizan BLU, y los hay con mezcladores de voz para mantener el secreto de la conversación.

2.7 Equipos de radio para el servicio marítimo

Los equipos de radio para la marina y la navegación utilizan bandas de frecuencias entre 20 kHz y 1535 MHz, según el detalle de la Fig. 2-18. Así pues, los servicios de radio-comunicaciones marítimas emplean frecuencias superiores e inferiores a la banda de radiodifusión de AM. Para la radiotelefonía, los receptores tienen un margen de sintonía de 1600 a 3500 kHz. Es de norma la modulación de amplitud, empleándose también la transmisión BLU, banda lateral única y portadora suprimida. Se utiliza bastante la transmisión "diversity", transmisión mediante varias frecuencias simultáneas; por ejemplo, dos estaciones costeras transmiten simultáneamente el mismo mensaje. Esto se hace para combatir los efectos del desvanecimiento debido al desplazamiento de las capas reflectoras de la ionósfera. Los equipos marítimos tienen fundamentalmente la misma construcción de los fijos, aunque se procura la máxima seguridad bajo condiciones climáticas adversas. Asimismo se tiene en cuenta la facilidad de mantenimiento y reparación, por lo que estos equipos tienden a ser de mayor tamaño y más pesados que los equipos fijos análogos.

2.8 Equipos de radio para la aviación

En la Fig. 2-18 pueden verse las frecuencias asignadas a los servicios de aviación. Como en los equipos marítimos, los de aviación se construyen para una máxima seguridad, pero se reduce su tamaño y peso tanto como sea posible. El costo no es una consideración primordial en los equipos de radio para la aviación, salvo para los pequeños aviones de uso particular. En aviones de transporte, el tamaño y peso de los equipos de radio no son muchas veces las consideraciones principales, sino la seguridad, que se aumenta al disponer por duplicado transmisores y receptores. Las comunicaciones para la aviación trabajan según grupos de frecuencias para aprovechar las condiciones que prevalezcan en la propagación de las ondas. Una familia de frecuencias consiste normalmente en tres o más, asignadas dentro de las bandas de 3, 5, 8, 11 y 17 MHz. La separación entre canales era primeramente de 200 kHz, pero actualmente hay tendencia a reducirlo a 100 y aún 50 kHz.

Las estaciones terrestres para la aviación emplean frecuentemente trans-

Servicio	Banda asignada
Radiodifusión, AM	535 a 1605 kHz
Radiodifusión, FM	88 a 108 MHz
Televisión:	
Canales 2, 3 y 4	54 a 72 MHz
Canales 5 y 6	76 a 88 MHz
Canales 7 a 13	174 a 216 MHz
Canales 14 a 83	470 a 890 MHz
Fijo internacional	Varias fracciones entre 14 y 30 MHz
Aviación y Marina	Varias fracciones entre 20 y 1535 MHz
Fijo, terrestre	30 a 50 MHz
	150 a 162 MHz
	450 a 470 MHz
	3,5 a 4 MHz
	7,0 a 7,3 MHz
	14,0 a 14,35 MHz
	Varias fracciones por encima de 40 MHz
Aficionados	26,96 a 27,23 MHz
Banda ciudadana	460 a 470 MHz

Fig. 2—18. Asignación de frecuencias para los servicios marítimos y otros.

misión en diversidad y también recepción. A la primera de ellas, ya nos hemos referido. Para la recepción en diversidad, dos o más receptores situados en lugares diferentes procesan simultáneamente las señales transmitidas por la aeronave, haciéndolas llegar a un centro de recepción. Mediante la transmisión y recepción en diversidad se obtiene mayor seguridad de las comunicaciones en condiciones de desvanecimiento. Como se hizo notar anteriormente, la propagación por ondas VHF y UHF no se limita estrictamente al alcance visual. La propagación por dispersión permite obtener comunicación a mayor distancia de la que era posible empleando simplemente VHF o UHF. Para las comunicaciones por propagación de dispersión se emplean antenas de gran tamaño construidas a propósito, y receptores extraordinariamente sensibles.

2.9 Equipos para radio-aficionados

En la Fig. 2-18 se han indicado las bandas de frecuencias para los aficionados a la transmisión. En la Fig. 2-19 se ve un transceptor para aficionados; puede trabajar en la siguientes bandas de frecuencias: de 3,5 a 4; de 7,0 a 7,3; de 14 a 14,5; de 21,0 a 21,5; de 28,0 a 28,5; de 28,5 a 29,0; de 29,0 a 29,5 y de 29,5 a 30,0 MHz. La sección transmisora proporciona una potencia de 175 wats, aproximadamente, en onda continua o en BLU. Puede elegirse la banda lateral superior o la inferior, con portadora suprimida. Como se ha resumido en la Fig. 2-20, cada clase de servicio tiene su tipo correspondiente de emisión; obsérvese también el

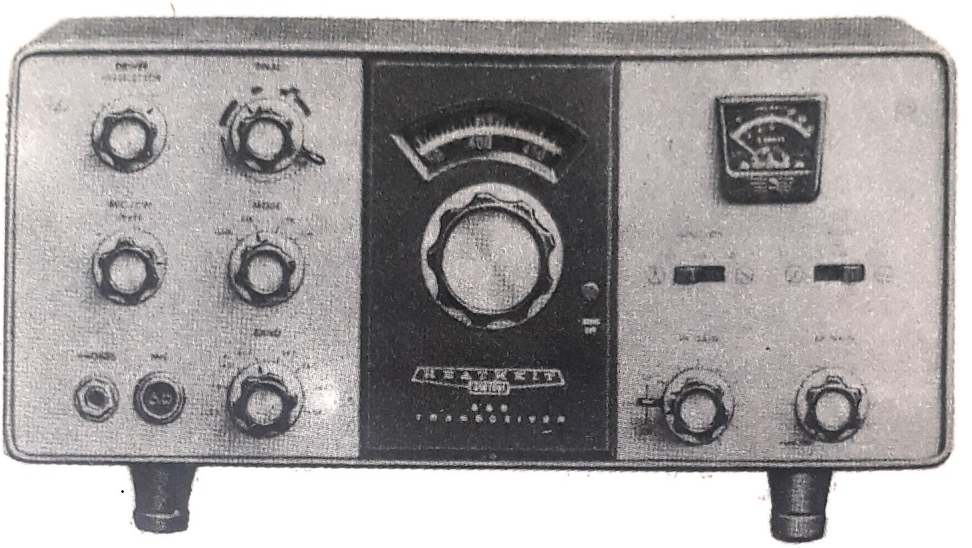


Fig. 2—19. Transceptor para radio-aficionado. (*Gentileza de* "Heath Co.").

Objeto y modulación	Tipo de emisión	Ancho de banda (kHz)
Modulación de amplitud		
Radiotelegrafía manual	A1	0,06–0,1
Radiotelegrafía múltiplex cuatro canales	A1	0,85
Radiotelegrafía modulada	A2	2,1
Telefonía, dos bandas laterales	A3	6–8
Telefonía, BLU	A3	3–4
Radiodifusión, separación entre canales	A3	10
Radiodifusión (según calidad)	A3	8–20
Facsimil	A4	5
Televisión	A5	4000–9000
Modulación de frecuencia		
Radiotelegrafía por desplazamiento de frecuencia	F1	1,4–1,7
Telefonía y radiodifusión	F3	36
Facsimil	F4	25
Modulación de pulsos		
Radar	PO	40000

Fig. 2—20. Tipos de emisión y ancho de banda correspondiente.

diferente ancho de banda según sea el tipo de emisión. Un receptor para aficionado tiene normalmente una etapa de RF sintonizada (preselectora), con ensanche de banda y oscilador de batido ("BFO") para hacer audibles las señales radiotelegráficas. La mayoría de estos receptores tienen un filtro de cristal de cuarzo en la sección de FI, para obtener máxima selectividad. Más adelante se explicarán otras características y funcionamiento de sus circuitos.

2.10 Comunicaciones espaciales por radio

Las comunicaciones por radio en el espacio exterior utilizan frecuencias super elevadas y extremadamente altas, como se ve en la Fig. 2-21. Estas frecuencias corresponden a ondas que se pueden enfocar con relativa facilidad mediante reflectores parabólicos, en forma análoga al haz de luz formado por un faro. La Fig. 2-22 representa la planta de una antena dipolo de media onda para frecuencias extremadamente altas (EHF) con reflector semi-esférico al frente y parabólico en la parte posterior. Así, las ondas electromagnéticas se irradian formando un haz paralelo. No obstante, es imposible que los rayos sean perfectamente paralelos, desparramán-

Banda P		
	Frec.	λ
	0.225	133.3
	0.390	76.9

Banda L		
Sub	Frec.	λ
P	0.390	76.9
	0.465	64.5
C	0.465	64.5
	0.510	58.8
L	0.510	58.8
	0.725	41.4
Y	0.725	41.4
	0.780	38.4
T	0.780	38.4
	0.900	33.3
S	0.900	33.3
	0.950	31.6
X	0.950	31.6
	1.150	26.1
K	1.150	26.1
	1.350	22.2
F	1.350	22.2
	1.450	20.7
Z	1.450	20.7
	1.550	19.3

Banda S		
Sub	Frec.	λ
E	1.55	19.3
	1.65	18.2
F	1.65	18.2
	1.85	16.2
T	1.85	16.2
	2.00	15.0
C	2.00	15.0
	2.40	12.5
Q	2.40	12.5
	2.60	11.5
Y	2.60	11.5
	2.70	11.1
G	2.70	11.1
	2.90	10.3
S	2.90	10.3
	3.10	9.68
A	3.10	9.68
	3.40	8.83
W	3.40	8.83
	3.70	8.11
H	3.70	8.11
	3.90	7.69
Z	3.90	7.69
	4.20	7.15
D	4.20	7.15
	5.20	5.77

Banda X		
Sub	Frec.	λ
A	5.20	5.77
	5.50	5.45
Q	5.50	5.45
	5.75	5.22
Y	5.75	5.22
	6.20	4.84
D	6.20	4.84
	6.25	4.80
B	6.25	4.80
	6.90	4.35
R	6.90	4.35
	7.00	4.29
C	7.00	4.29
	8.50	3.53
L	8.50	3.53
	9.00	3.33
S	9.00	3.33
	9.60	3.13
X	9.60	3.13
	10.00	3.00
F	10.00	3.00
	10.25	2.93
K	10.25	2.93
	10.90	2.75

Banda K		
Sub	Frec.	λ
P	10.90	2.75
	12.25	2.45
S	12.25	2.45
	13.25	2.26
E	13.25	2.26
	14.25	2.10
C	14.25	2.10
	15.35	1.95
U	15.35	1.95
	17.25	1.74
T	17.25	1.74
	20.50	1.46
Q	20.50	1.46
	24.50	1.22
R	24.50	1.22
	26.50	1.13
M	26.50	1.13
	28.50	1.05
N	28.50	1.05
	30.70	0.977
L	30.70	0.977
	33.00	0.909
A	33.00	0.909
	36.00	0.834

Banda Q		
Sub	Frec	λ
A	36.00	0.834
	38.00	0.790
B	38.00	0.790
	40.00	0.750
C	40.00	0.750
	42.00	0.715
D	42.00	0.715
	44.00	0.682
E	44.00	0.682
	46.00	0.652

Banda V		
Sub	Frec.	λ
A	46.00	0.652
	48.00	0.625
B	48.00	0.625
	50.00	0.600
C	50.00	0.600
	52.00	0.577
D	52.00	0.577
	54.00	0.556
E	54.00	0.556
	56.00	0.536

Frecuencia en GHz

Longitud de onda en cm

Fig. 2—21. Designación de las bandas y frecuencias utilizadas en las radiocomunicaciones para el espacio extraterrestre.

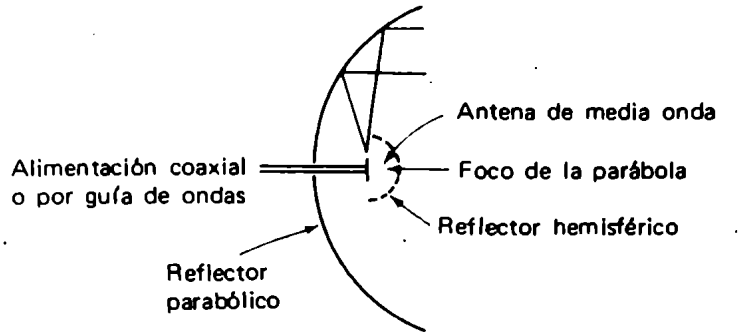


Fig. 2—22. Planta de una antena reflectora.

dose progresivamente la energía a lo largo de las grandes distancias del espacio. En la Fig. 2-23 se ha representado el sistema fundamental de comunicaciones electrónicas de la misión Apolo. El explorador lunar está equipado con una antena vertical de un cuarto de onda en su traje espacial y se comunica con el vehículo lunar en la banda de VHF. Esta banda se utiliza también para comunicarse con la Tierra. Las señales de radio entre

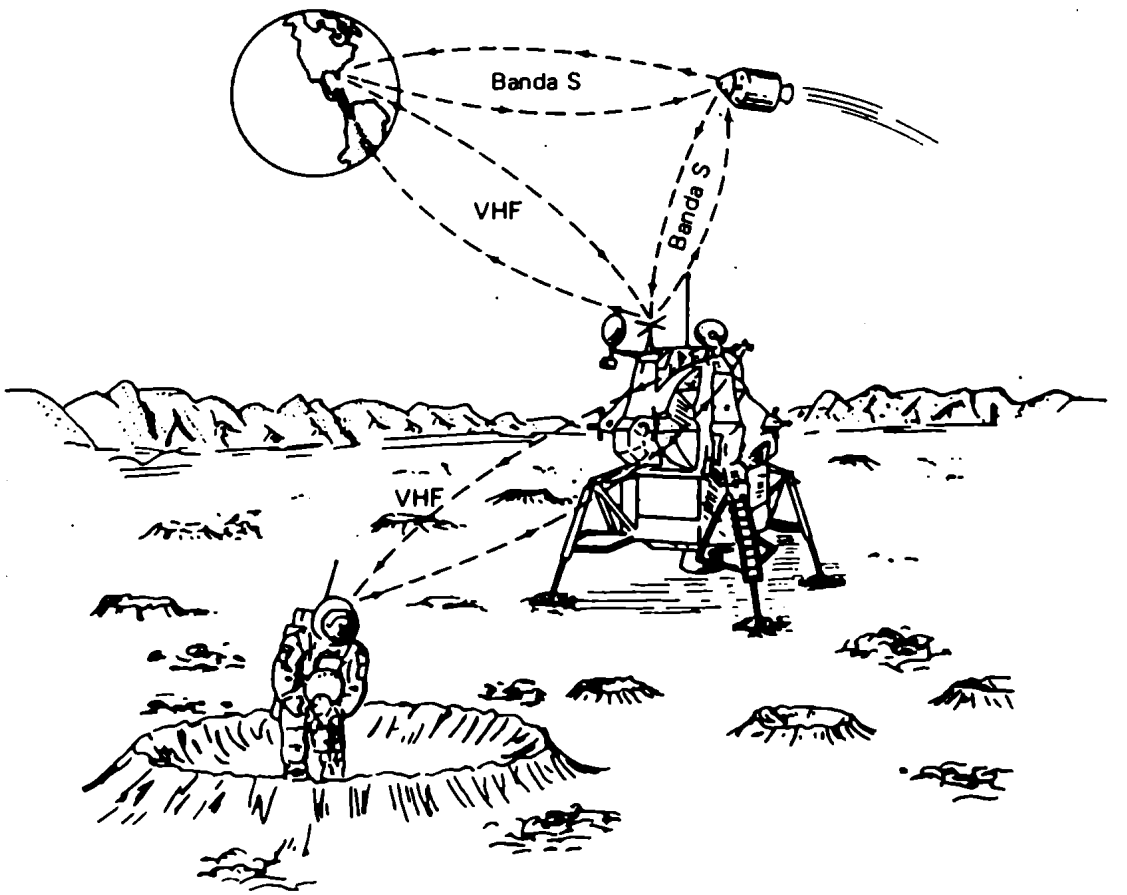


Fig. 2—23. Sistema electrónico de comunicaciones de la misión Apolo.

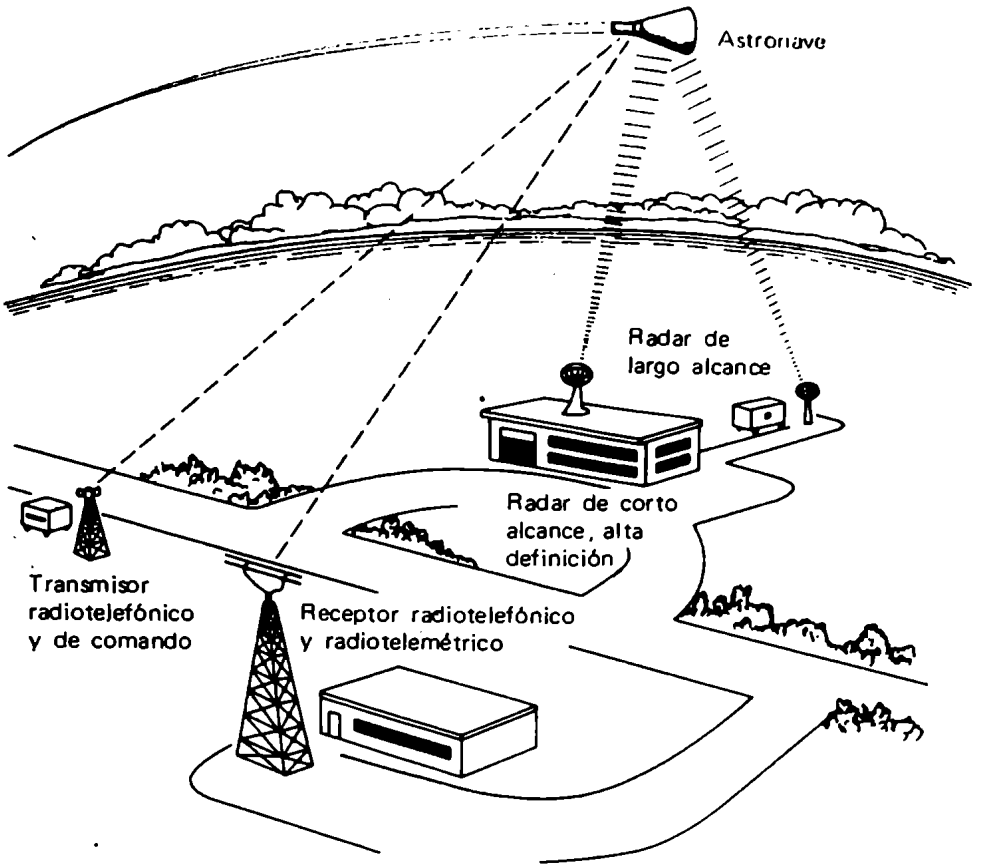


Fig. 2—24. Disposición de una estación terrestre para comunicaciones con el espacio exterior.

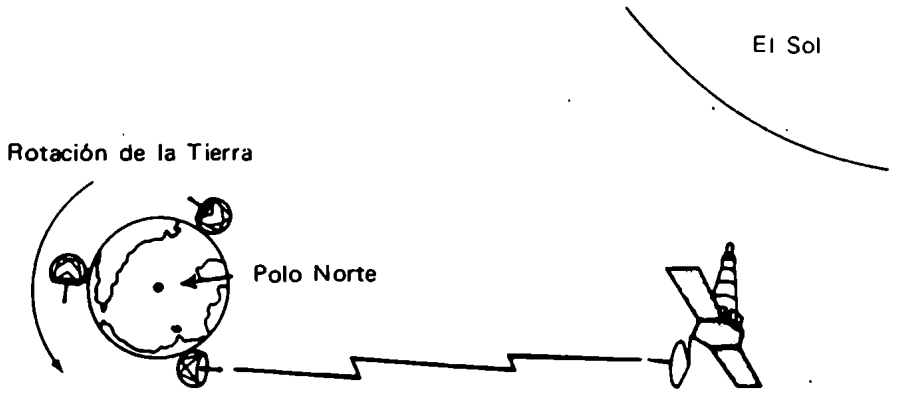


Fig. 2—25. Se utilizan tres estaciones terrestres para la comunicación durante las 24 horas con naves espaciales.

el vehículo lunar y la nave espacial y entre ésta y la Tierra, se realizan en la banda S.

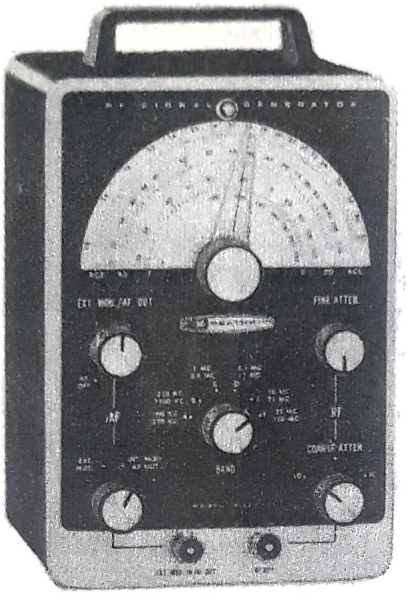
En el dibujo de la Fig. 2-24 se indica la disposición de una estación terrestre utilizada en la exploración del espacio exterior. Además de los sistemas radiotelefónicos transmisor y receptor, tiene equipo telemétrico y

de radar. El radar es fundamentalmente un sistema de radio-ayuda para la navegación, utilizándose para determinar la posición de un objeto, su distancia y en ocasiones también su velocidad. La telemetría es otra tecnología relacionada con la radio que se utiliza para medir la temperatura, presión, intensidad de la luz, etc., y transmitir estos datos a la estación de tierra. La transmisión de la voz se efectúa por modulación de pulsos, en vez de los sistemas comunes de AM o de FM. En el capítulo 10 se hablará acerca de la modulación de pulsos. Obsérvese que, como demuestra la Fig. 2-25, se necesitan tres estaciones terrestres para una comunicación de 24 horas con la astronave. Se emplean antenas reflectoras del tipo de disco, cuyo diámetro es normalmente de unos 26 m.

2.11 Procedimiento básico para la reparación de receptores

Una de las técnicas más utilizadas para localizar fallas, es la de sustitución de señal. Se utiliza cuando el receptor está mudo, o la salida es muy débil. El altavoz hace de indicador, empleándose un generador de señales como el de la Fig. 2-26 para producir las señales de prueba necesarias. La Fig. 2-27 indica el orden en que se inyectan las señales a los diferentes circuitos del receptor, así como la clase de señal necesaria en los sucesivos puntos de prueba. Las pruebas se realizan como sigue:

1. Compruébese el altavoz y el transformador de salida aplicando la máxima señal de salida del generador al primario del transformador de salida, indicado como punto 1 en la Fig. 2-28. Si el altavoz reproduce el tono de 400 Hz, indica que está trabajando, junto con el transformador de salida.
2. Compruébese la etapa de salida de audio del receptor aplicando casi toda la señal máxima de la salida del generador a la base del transistor de salida, indicada como punto 2. Si se oye intensamente el tono de 400 Hz, la etapa de salida está funcionando.
3. Llévese al máximo el control de volumen del receptor. Compruébese entonces el capacitor de acoplamiento C3 pasando el cable de salida del generador desde el punto 2 al punto 3. El nivel del sonido se mantendrá prácticamente igual. Si disminuye apreciablemente, el capacitor está abierto o tiene algún otro defecto.
4. Luego se comprueba la primera etapa de audio. Estando conectado el cable de salida del generador al colector del primer transistor de audio, disminúyase mediante el atenuador el nivel del tono de 400 Hz, hasta que se oiga débilmente. Póngase ahora el cable de salida del generador en el punto 4. El nivel del sonido aumentará notablemente, si la primera etapa de audio está funcionando correctamente.
5. Se comprobará luego el capacitor C2, cambiando el cable de salida del generador del punto 4 al punto 5. El nivel del sonido continuará aproximadamente el mismo. De lo contrario, el capacitor es defectuoso.



Banda	*Frecuencia*
A	85 kHz a 200 kHz
B	200 kHz a 550 kHz
C	550 kHz a 1600 kHz
D	1600 kHz a 4.5 MHz
E	4.5 MHz a 14 MHz
F	14 MHz a 40 MHz

Fig. 2—26. Generador de señales y bandas de frecuencias. (*Gentileza de* "Heathkit").

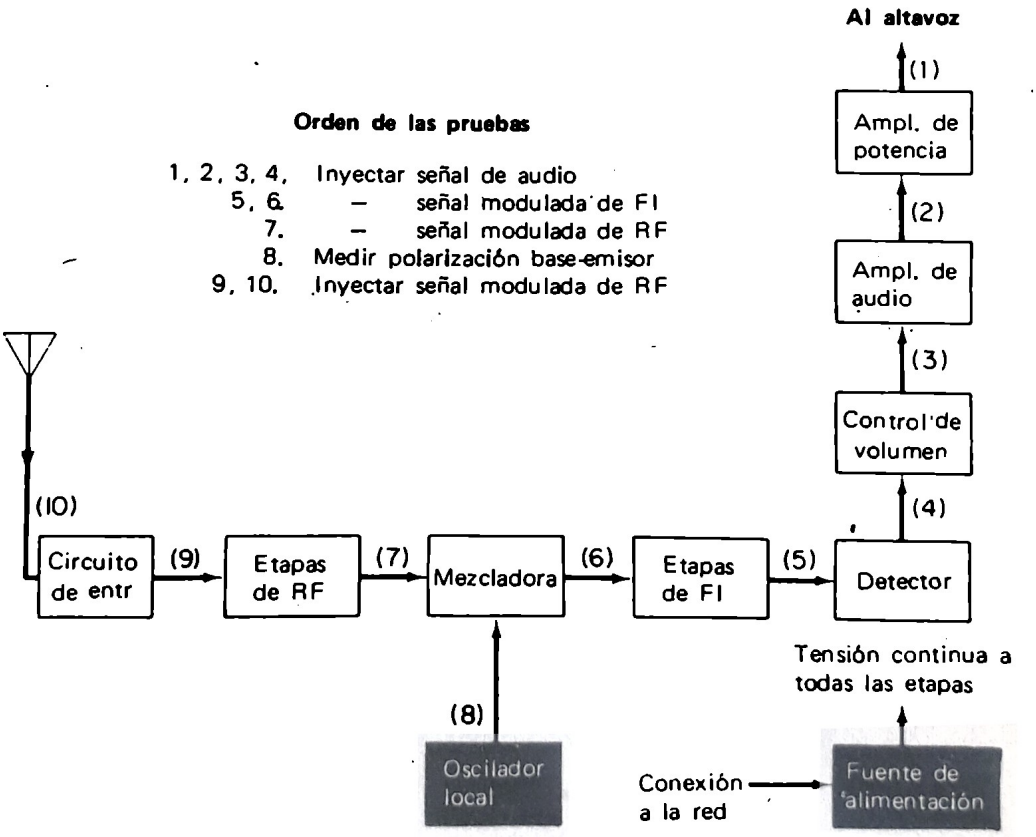


Fig. 2—27. Orden de las pruebas de inyección de señal para examinar un receptor superheterodino.

6. Compruébese el control de volumen aplicando aproximadamente 0,1 volts de señal de audio entre los extremos del mismo. Gírese el control a lo largo de todo su recorrido, observando si produce una atenuación suave, sin ruidos. Si produce ruido, el control de volumen tiene algún defecto, o los capacitores C1 o C2 tienen pérdidas.
7. Para probar si el capacitor de acoplamiento de entrada está en circuito abierto, cámbiese el cable de salida del generador del punto 6 al 7. Si C1 está en buen estado, el sonido se mantendrá sin variación apreciable.

Es necesario acostumbrarse a relacionar los símbolos del esquema con los componentes de la plaqueta del circuito impreso. Por ejemplo, en la Fig. 2-29 vemos el esquema del circuito de un amplificador, la disposición de los componentes en la plaqueta y el aspecto real de la misma. En general, el manual del equipo tiene fotografías de las plaquetas en las que están identificados todos los componentes.

Si la sección de audio se comporta correctamente, habrá que examinar la sección amplificadora de FI. El control de volumen se dispone en posición de máximo volumen y se ajusta el generador de señal a la

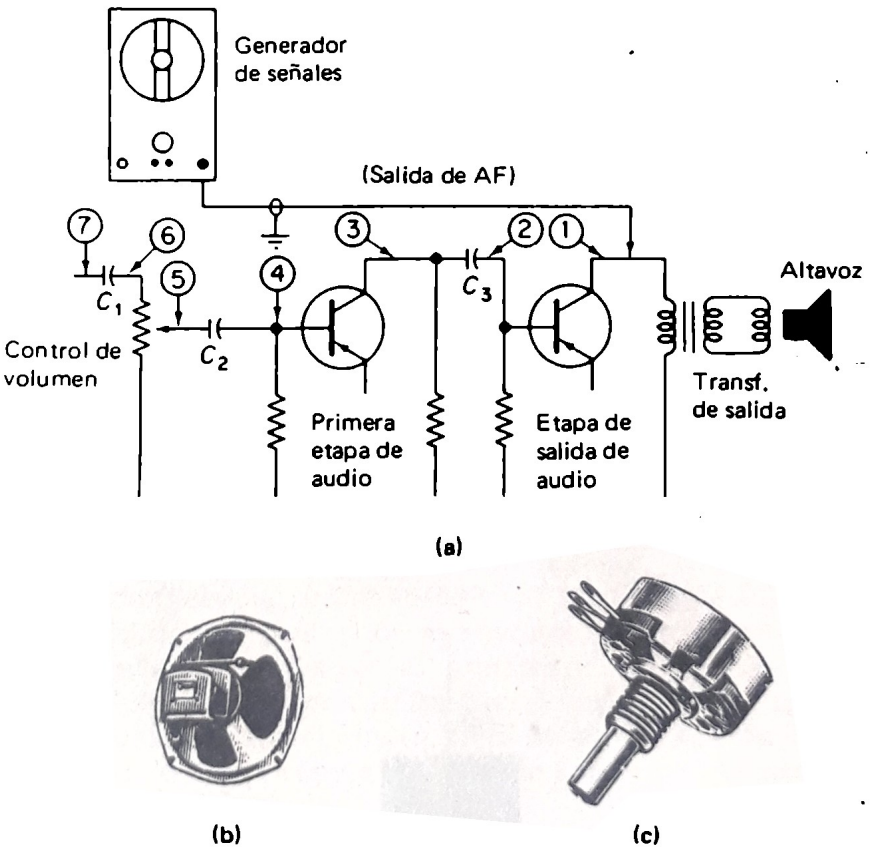
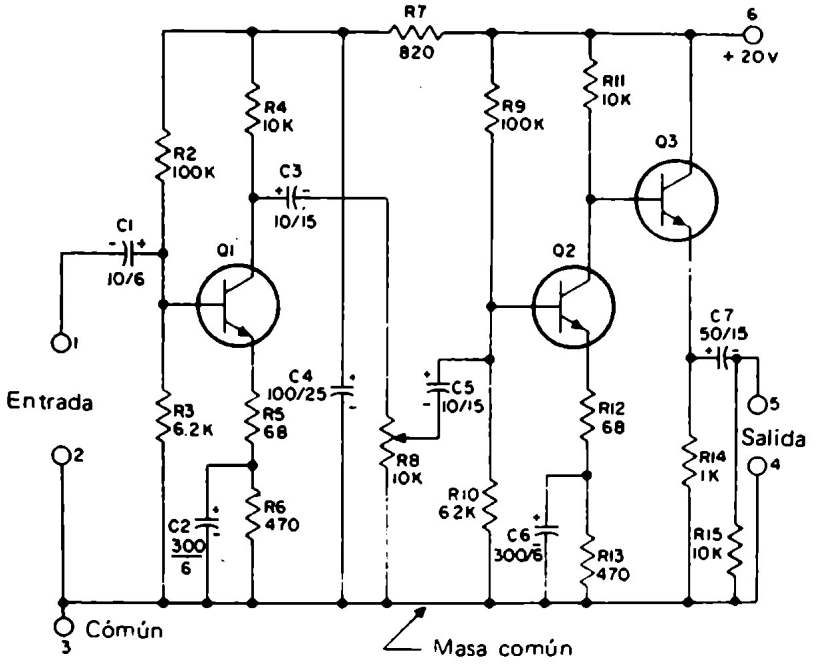
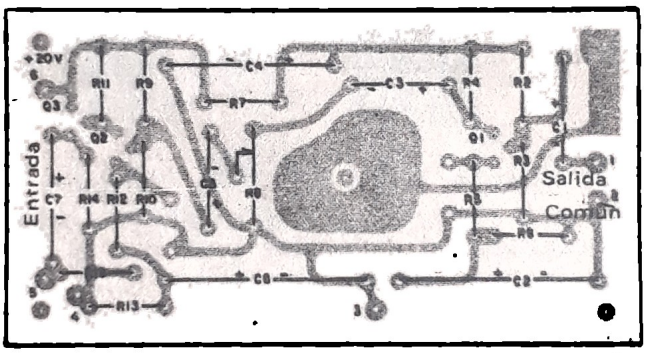


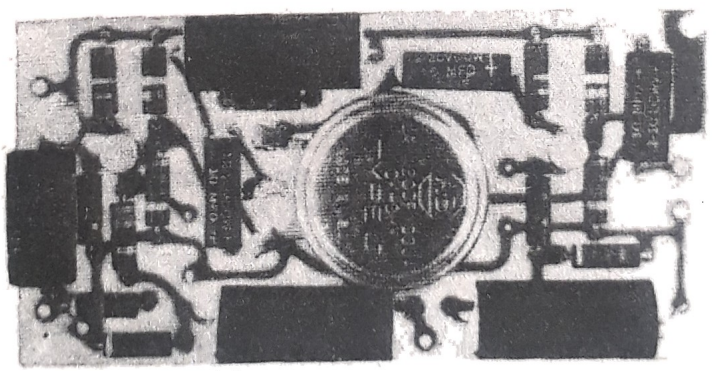
Fig. 2—28. Procedimiento para localizar una etapa inactiva en la sección de audio: (a) Esquema del circuito y puntos de prueba. (b) Altavoz (c) Potenciómetro.



(a)

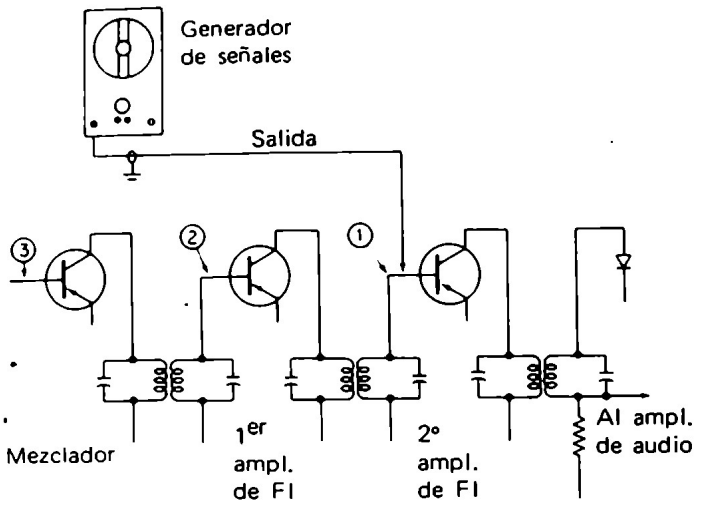


(b)

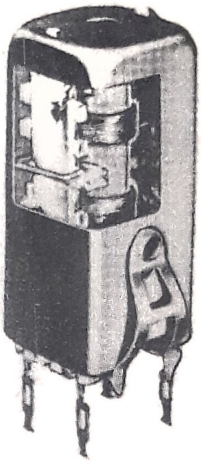


(c)

Fig. 2—29; Correlación entre los símbolos del esquema y los componentes: (a) Esquema del circuito del amplificador. (b) Diagrama de colocación de los componentes. (c) Aspecto de la plaqueta de circuito impreso.



(a)



(b)

Fig. 2—30. Procedimiento para la localización de una etapa inactiva en la sección de FI: (a) Esquema y puntos de prueba. (b) Transformador de FI.

frecuencia intermedia que emplea el receptor. Se procederá de la siguiente manera:

1. Haciendo referencia a la Fig. 2-30, aplíquese señal de FI con modulación a la base del segundo transistor de FI, señalada como punto 1. Reajústese el generador para que el altavoz produzca el sonido más intenso. Si se obtiene un tono de 400 Hz de buen volumen, la segunda etapa amplificadora de FI está funcionando correctamente. Por el contrario, si no hay sonido o es débil, el inconveniente estará en esta segunda etapa de FI o en los circuitos del detector.

Debe observarse que si bien muchos generadores de señales tienen capacitores de bloqueo conectados en serie con las salidas de RF y AF algunos no tienen. Si no hay capacitor de bloqueo, la baja resistencia de salida del generador anula la tensión de polarización del terminal del transistor que se prueba, por lo que el ensayo carece de significación. Incluso en ciertos casos podría estropearse el transistor. En consecuencia, habrá que conectar un capacitor de bloqueo de 0,1 μF en serie con el cable de salida del generador, cuando sea necesario.

2. Compruébese la primera etapa amplificadora de FI de la misma manera, aplicando la señal al punto 2.
3. Si ambas etapas trabajan normalmente, compruébese la etapa conversora pasando el cable de salida del generador a la base del transistor conversor, punto 3. Si el circuito conversor trabaja correctamente, el altavoz producirá un intenso tono de 400 Hz. Por el

contrario, si no hay sonido o es muy débil, el defecto estará en el circuito conversor o en el primer transformador de FI. Téngase en cuenta que en algunos receptores, los circuitos sintonizados de RF pueden actuar como corto circuito parcial de FI entre los extremos del circuito de base del conversor. En tal caso, es preciso, en el paso 3, conectar un resistor de 10 k-ohms entre la base del transistor conversor y el circuito sintonizado de RF. Una vez realizada la prueba, quítese el resistor, restableciendo la conexión primitiva.

Para comprobar los transformadores de FI y los capacitores de acoplamiento de FI, procédase como demuestra la Fig. 2-31. Cada una de las etapas comprende un transistor y un transformador de acoplamiento. Después de haber localizado una etapa inactiva, el inconveniente deberá

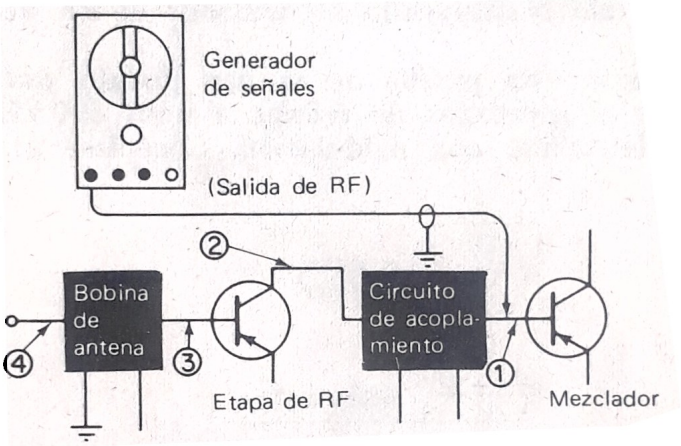


Fig. 2—31. Comprobación de transformadores de FI y capacitores de acoplamiento.

localizarse en el transformador de acoplamiento o en algún otro componente relacionado con el transistor. Puede hacerse una prueba rápida de la condición de los transformadores de acoplamiento conectando en serie con el cable de salida del generador un pequeño capacitor para reducir al mínimo la desintonización del transformador; valores de 5 o 10 pF serán adecuados. Los terminales del capacitor deberán ser cortos. Luego se procederá como sigue:

1. Aplíquese señal de FI, con modulación de amplitud, al terminal de base, como indica la Fig. 2-31. Obsérvese el nivel del sonido obtenido.
2. Cámbiese el cable de salida del generador con el capacitor en serie al terminal de colector del transistor anterior, en el punto 2. Ahora el nivel del sonido habrá bajado algo; pero si se debilita mucho, o no hay sonido, indicará que el transformador es defectuoso, o necesita alineación, como se explicará más adelante. El mismo método se emplea para localizar capacitores de acoplamiento en circuito abierto.

Veamos ahora cómo localizar una etapa de RF u osciladora que no funciona.

El procedimiento es el siguiente:

1. Póngase el cable de salida de RF del generador de señales cerca de la antena de cuadro del receptor, aumentando la salida de RF del generador hasta el máximo; en esta prueba no se empleará modulación. Sintonícese el receptor a través de todo el cuadrante ("dial") mientras se varía la sintonía del generador a través de las frecuencias que se van sintonizando con el receptor. El control de volumen del receptor estará al máximo. Si ahora es posible sintonizar alguna estación radiodifusora, el oscilador de RF no funciona o trabaja completamente fuera de frecuencia. En esta prueba, el generador de señales está sustituyendo al oscilador de RF del receptor que se analiza.
2. Si durante esta prueba no se han podido sintonizar estaciones, ajústese el generador de señales a unos 600 kHz. Utilícese poco nivel de salida, con modulación. Conéctese un capacitor de 5 o

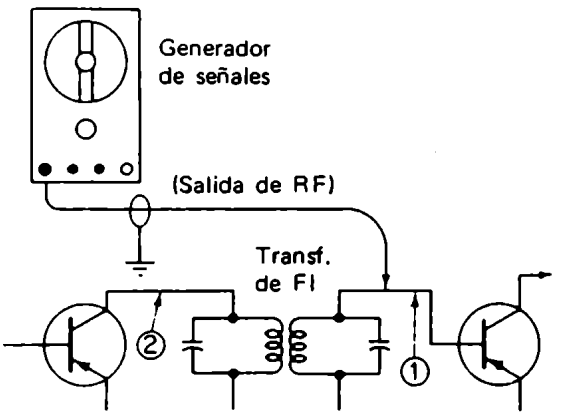


Fig. 2—32. Localización de una etapa de RF inactiva.

10 pF en serie con el cable de salida de RF del generador; los terminales del capacitor serán cortos. Aplíquese señal a la base del transistor mezclador, punto 1 de la Fig. 2-32. Sintonícese el receptor para obtener la máxima salida de 400 Hz. Ajústese el control de volumen en forma apropiada.

3. Aplíquese la misma señal modulada de 600 kHz al colector del transistor de RF, punto 2. Si el sonido de 400 Hz se debilita notablemente, el inconveniente está en el circuito de acoplamiento entre el amplificador de RF y el conversor.
4. Compruébese el amplificador de RF aplicando la señal modulada de 400 kHz a la base del transistor amplificador de RF, punto 3. Ajústese ligeramente la sintonía del receptor, si es necesario, para obtener máxima salida. El nivel del sonido debe aumentar algo

cuando se pasa el generador de señales desde el colector a la base del amplificador de RF. En cambio, si el sonido disminuye considerablemente o desaparece, el inconveniente estará en el circuito amplificador de RF.

5. Compruébese la bobina de entrada de antena aplicando la señal de 600 kHz al terminal de entrada de antena, punto 4. El nivel del sonido podrá aumentar o disminuir ligeramente, según la construcción de la bobina. Si el sonido se debilita notablemente, o desaparece, el inconveniente está en la bobina de antena.

Circuitos Fundamentales de los Receptores

3.1 Amplificación de radio frecuencia

La amplificación anterior a la detección se denomina amplificación de radio frecuencia, mientras que la amplificación después de la detección es amplificación de audio frecuencia. Los dos tipos de amplificación tienen ciertas ventajas. El detector tiene su eficacia óptima cuando el nivel de la señal es moderadamente elevado. Lo cual quiere decir que la eficacia de la detección disminuye al disminuir el nivel de la señal, y la eficacia es muy poca si el nivel de la señal es muy débil. Por lo tanto, es preciso aumentar el nivel de las señales débiles antes de la detección, para obtener respuesta adecuada por parte del detector. Quiere decir que las señales débiles no se pueden detectar utilizando amplificaciones de audio frecuencia en lugar de amplificaciones de radio frecuencia. Por otra parte, un detector no puede trabajar con tensiones ni corrientes elevadas; un detector sobrecargado se calienta, pierde eficacia y puede quemarse. Por lo tanto, para accionar a un altavoz, al detector siguen amplificadores de audio frecuencia. De esta manera el detector trabaja con un moderado nivel de señal, y los amplificadores de audio frecuencia proporcionan la potencia necesaria para accionar al altavoz.

Haciendo referencia a la Fig. 3-1, analicemos el circuito de un sencillo receptor de radio frecuencia sintonizada. En este ejemplo, la frecuencia de la estación que se desea recibir se sintoniza mediante el capacitor variable C1 en paralelo con la antena de ferrita. La señal de RF se acopla a la base del transistor Q1 a través del capacitor de acoplamiento C3. La señal de RF amplificada aparece en el colector de Q1, pasando al detector mediante el transformador de RF. Este transformador se sintoniza a la frecuencia de la estación mediante el capacitor C2; este capacitor está acoplado mecánicamente a C1, de modo que se necesita un sólo control de sintonía. Obsérvese que debe emplearse un circuito sintonizado entre el transistor y el diodo detector a causa de la capacitancia de la juntura del transistor y de las capacidades parásitas del conexionado del circuito. En las frecuencias de radio, esta capacidad inherente a las conexiones tendría un efecto muy importante al establecer trayectorias en derivación para la señal, con el resultado de producir muy poca tensión de señal en el colector del transistor. En consecuencia, es preciso compensar esta capaci-

tancia adicional proporcionando una inductancia conveniente. Utilizando transformador de RF, esta capacitancia adicional completa la de C2 sintonizando a resonancia a aquel transformador. Al mismo tiempo, se desarrolla una tensión considerable de señal entre los extremos del primario del transformador, trabajando el detector con la tensión inducida en el secundario del transformador.

Una característica importante del sistema de sintonía de la Fig. 3-1 es proveer adaptación de impedancias en los circuitos de entrada y de salida. Para obtener buena selectividad (sintonía aguda), al primario de la bobina de antena se le da una impedancia relativamente alta. Pero la impedancia de entrada de la base de Q1 es mucho menor. Por lo tanto, el secundario de la bobina de antena ha de tener una impedancia menor. Así pues, se lleva a un máximo la eficacia haciendo tan grande como sea posible la transferencia de energía a la base del transistor. También la impedancia de salida del colector de Q1 es relativamente baja, mientras que el primario del transformador de RF tiene una impedancia apreciablemente mayor. Por lo tanto, la conexión para el colector se toma de una derivación del primario, para obtener la máxima transferencia de energía. El circuito detector tiene asimismo una impedancia más bien baja, estando construido el secundario de modo que su impedancia sea aproximadamente igual a la que tiene el circuito detector.

El capacitor de acoplamiento C3 de la Fig. 3-1 impide que se anule la tensión de polarización de la base de Q1. Esta tensión de polarización se obtiene de la fuente de 9 volts, a través de R1. En este ejemplo, además de polarización de base se suministra también polarización al emisor. Las corrientes de base y de colector circulan a través del resistor de emisor R2, y la caida de tensión producida en éste, se opone a la polarización en

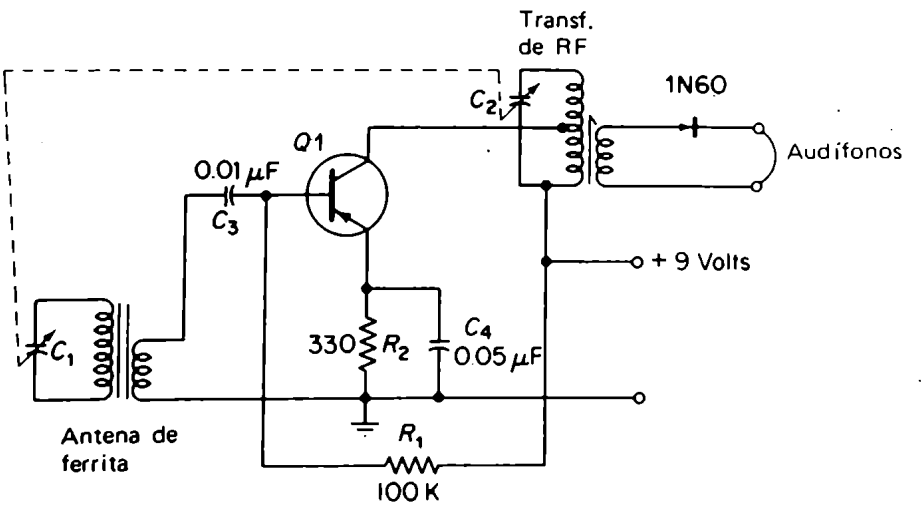


Fig. 3—1. Receptor sencillo de radio frecuencia sintonizada.

sentido directo que proporciona R1. La ventaja de utilizar resistor de emisor es estabilizar la tensión de polarización bajo diferentes condiciones de temperatura. Como que el resistor de emisor influye también sobre la amplitud de la señal al introducir realimentación negativa, se conecta el capacitor C4 para impedir la atenuación de la señal.

3.2 Circuitos conversores y mezcladores

Inmediatamente después de la bobina de antena puede encontrarse un circuito conversor o mezclador, o bien éste seguiría al amplificador de RF, si se empleara. El circuito de conversión de frecuencia puede ser un mezclador heterodino con oscilador separado, o un sistema con auto-oscilación, denominado frecuentemente conversor autodino. Para obtener conversión de frecuencia, se requieren dos condiciones fundamentales: Primero, una señal proporcionada por un oscilador local; segundo, la mezcla debe efectuarse mediante una resistencia no lineal. Polarizado convenientemente, el transistor exhibe características no lineales adecuadas. En la

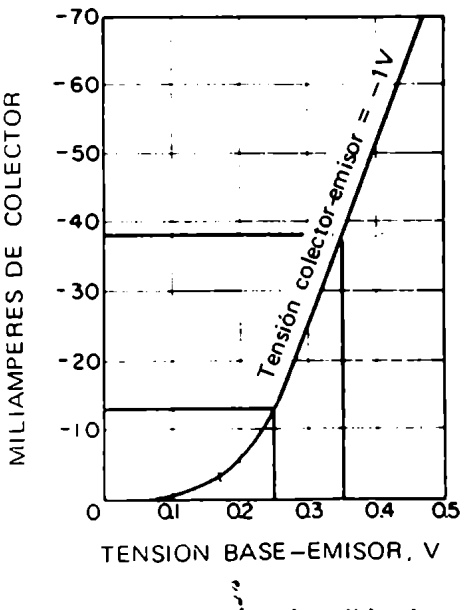


Fig. 3—2. Característica entrada-salida de un transistor.

Fig. 3-2 vemos la curva de la característica de entrada con respecto a la salida, de un transistor. Obsérvese que el transistor trabaja en forma lineal dentro de los límites de polarización de —0,25 volts a —0,35 volts. En cambio, trabaja en forma no lineal desde cero hasta —0,25 volts.

En la Fig. 3-3(a) tenemos un ejemplo de circuito conversor; en esta configuración se emplea el principio autodino. Se utiliza normalmente como etapa de entrada en los pequeños receptores superheterodinos de AM, siguiendo las etapas amplificadoras de FI, la etapa detectora y la amplificadora de audio con el altavoz. La sección de entrada del circuito autodino sintoniza la banda de radiodifusión de AM, desde 540 a

1600 kHz, y la sección de salida suministra la señal de FI de 455 kHz, independientemente de la frecuencia de la estación que se recibe. Obsérvese que el capacitor de sintonía de antena está acoplado mecánicamente al capacitor de sintonía del oscilador; esta sección se ha proyectado de manera que su frecuencia de oscilación siempre es superior en 455 kHz a la frecuencia de resonancia del circuito de antena. De esta manera, el transistor Q1 combina las funciones de mezclador y oscilador. La ventaja principal del conversor autodino es la sencillez y economía. En la Fig. 3-3(b) vemos el interior de un pequeño receptor superheterodino.

El transformador del oscilador de la Fig. 3-3 emplea bobina de reacción para la realimentación desde el colector a la base de Q1. Obsérvese que a dicha base se aplica la señal de la estación recibida y la del oscilador.

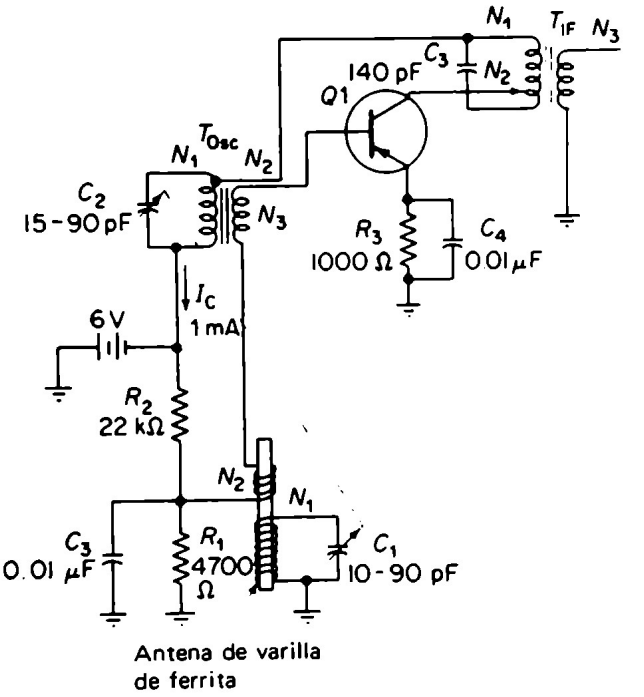


Fig. 3—3 Ejemplo de circuito conversor de frecuencia: (a) Esquema. (b) Interior de un pequeño receptor superheterodino.

Aunque el primario del transformador del oscilador, tal disposición trabaja bien, debido a la gran diferencia entre las frecuencias. Expresado de otra manera, la bobina osciladora tiene impedancia prácticamente nula a la frecuencia intermedia, y la bobina de frecuencia intermedia tiene impedancia prácticamente nula a lo largo del margen de frecuencias del oscilador. El secundario de T_{osc} se ha proyectado de manera que aplique al transistor un valor conveniente de tensión de oscilación, generalmente de 0,13 volts.

Obsérvese,en la Fig. 3.3.que el secundario del transformador de antena y el secundario del transformador del oscilador están conectados en serie. Esta disposición trabaja correctamente porque las frecuencias aplicadas a los transformadores se diferencian en 455 kHz. Obsérvese también que la conexión que va al colector de Q1 se toma de una derivación del primario de T_{fi}; se hace así para impedir una amplitud excesiva de señal del oscilador en el colector, que podría reducir a cero la tensión en el mismo durante los picos de señal. Al mismo tiempo, disminuiría peligrosamente la ganancia de conversión. Los resistores R1 y R2 polarizan ligeramente en

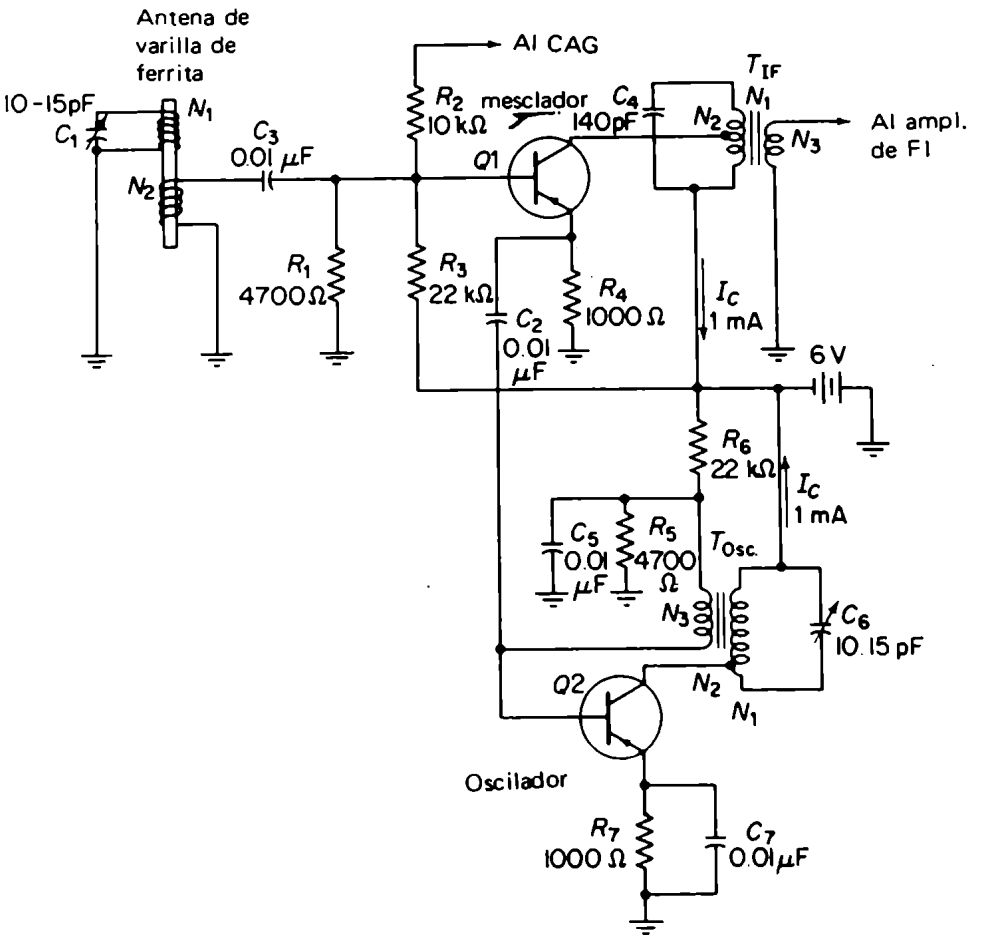


Fig. 3—4. Ejemplo de circuito mezclador (transistores oscialdor y mezclador separados).

TABLA 3–1

DECIBELES Y RELACIONES CORRESPONDIENTES DE TENSION, CORRIENTE Y POTENCIA

Relación de potencia	Relación de tensión o corriente	Decibeles (+) (−)	Relación de tensión o corriente	Relación de potencia
1.000	1.000	0.0	1.000	1.000
1.023	1.012	0.1	0.9886	0.9772
1.047	1.023	0.2	0.9772	0.9550
1.072	1.035	0.3	0.9661	0.9333
1.096	1.047	0.4	0.9550	0.9120
1.122	1.059	0.5	0.9441	0.8913
1.148	1.072	0.6	0.9333	0.8710
1.175	1.084	0.7	0.9226	0.8511
1.202	1.096	0.8	0.9120	0.8318
1.230	1.109	0.9	0.9016	0.8128
1.259	1.122	1.0	0.8913	0.7943
1.585	1.259	2.0	0.7943	0.6310
1.995	1.413	3.0	0.7079	0.5012
2.512	1.585	4.0	0.6310	0.3981
3.162	1.778	5.0	0.5623	0.3162
3.981	1.995	6.0	0.5012	0.2512
5.012	2.239	7.0	0.4467	0.1995
6.310	2.512	8.0	0.3981	0.1585
7.943	2.818	9.0	0.3548	0.1259
10.00	3.162	10.0	0.3162	0.10000
12.59	3.548	11.0	0.2818	0.07943
15.85	3.981	12.0	0.2515	0.06310
19.95	4.467	13.0	0.2293	0.05012
25.12	5.012	14.0	0.1995	0.03981
31.62	5.632	15.0	0.1778	0.03162
39.81	6.310	16.0	0.1585	0.02512
50.12	7.079	17.0	0.1413	0.01995
63.10	7.943	18.0	0.1259	0.01585
79.43	8.913	19.0	0.1122	0.01259
100.00	10.000	20.0	0.1000	0.01000
10^3	31.62	30.0	0.03162	0.00100
10^4	10^2	40.0	10^{-2}	10^{-4}
10^5	316.23	50.0	3.162×10^{-3}	10^{-5}
10^6	10^3	60.0	10^{-3}	10^{-6}
10^7	3.162×10^3	70.0	3.162×10^{-4}	10^{-7}
10^8	10^4	80.0	10^{-4}	10^{-8}
10^9	3.162×10^4	90.0	3.162×10^{-5}	10^{-9}
10^{10}	10^5	100.0	10^{-5}	10^{-10}

NOTA: Otros valores pueden calcularse mediante las fórmulas:

$dB = 10 \log (P_2/P_1)$ $\quad P_2/P_1 = \text{antilog } [0.1\ (P_2/P_1)]$

$dB = 20 \log (E_2/E_1)$ $\quad E_2/E_1 = \text{antilog } 0.05\ (E_2/E_1)]$

$dB = 20 \log (I_2/I_1)$ $\quad I_2/I_1 = \text{antilog } [0.05\ (I_2/I_1)]$

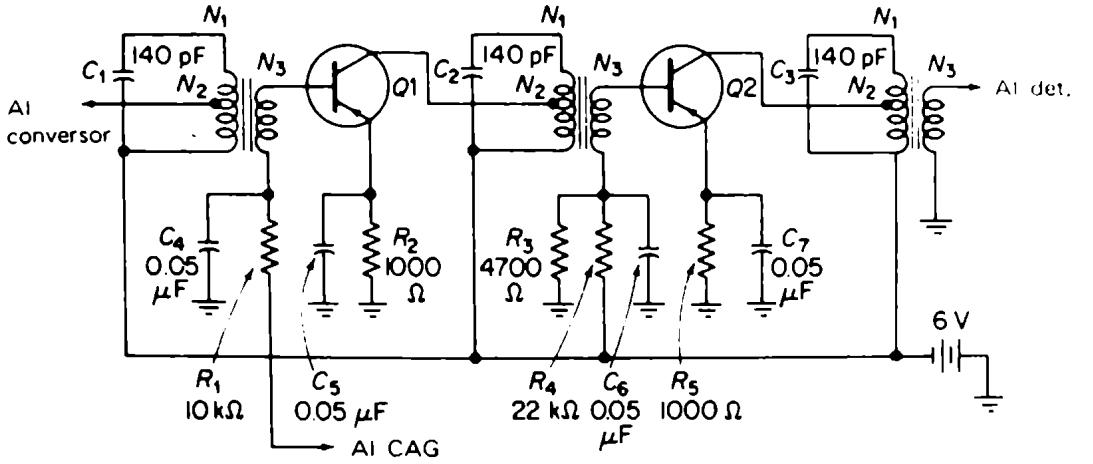
sentido directo al transistor; esta polarización se necesita para asegurar la estabilidad de la oscilación. El resistor R3 estabiliza la polarización con respecto a las variaciones de temperatura. El capacitor de paso C4 está en derivación con R3 para suprimir la realimentación negativa a las frecuencias de RF y FI, que traería aparejada una disminución de la ganancia. La señal de salida de FI se toma del secundario de T_{fi}.

Veamos ahora el circuito mezclador representado en la Fig. 3-4. El transistor Q1 trabaja como mezclador heterodino, y Q2 trabaja como oscilador local. La frecuencia del oscilador se inyecta al emisor de Q1, y la frecuencia de la señal proveniente de la antena de ferrita se aplica a la base del mismo transistor. El bobinado N3 de T_{osc} tiene poca impedancia para la frecuencia de la señal, por lo cual C2 sirve como capacitor de paso de Q1 así como de capacitor de acoplamiento entre el oscilador local y el citado Q1. La tensión del control automático de ganancia (CAG, llamado a veces impropiamente control automático de volumen, CAV) se aplica a Q1 a través de R2; más adelante se explicará detalladamente todo lo referente a la señal de polarización del CAG. Su objeto es impedir la sobrecarga de la etapa mezcladora al recibir señales muy intensas. La sobrecarga produce distorsión en la reproducción. Una de las ventajas del circuito mezclador sobre el autodino es permitir aplicar la tensión de CAG al transistor mezclador. En cambio, en un circuito autodino no se puede aplicar tensión de CAG al transistor conversor porque daría lugar a un desplazamiento de la frecuencia. En condiciones de mínima señal, la tensión de CAG es también mínima y la etapa mezcladora proporciona una ganancia de conversión aproximadamente de 30 dB; equivale a un aumento de tensión de la señal de unas 30 veces (Tabla 3-1).

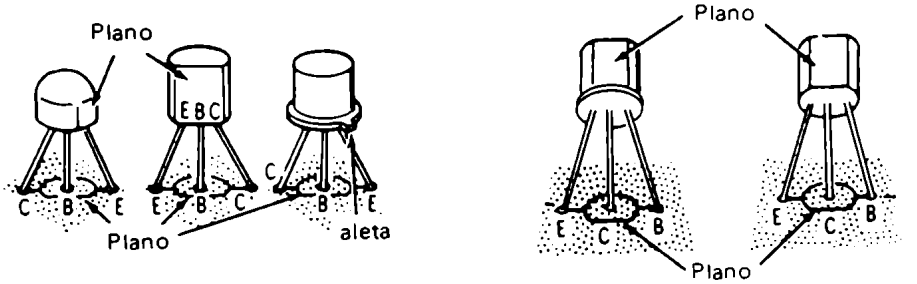
3.3 Amplificadores de frecuencia intermedia

En la Fig. 3-5 se ha representado el circuito de un amplificador de FI de dos etapas, utilizado corrientemente. Cada uno de los transformadores está sintonizado a 455 kHz, en el caso de un receptor de radiodifusión de AM. En la Fig. 3-6(a) puede verse la curva de respuesta de frecuencia de un amplificador común de FI. El ancho de banda de la curva se mide entre los puntos correspondientes al 70,7 % de la amplitud máxima (potencia media), como representa la Fig. 3-6(b). La mayoría de los receptores tienen un ancho de banda de FI de 6 a 10 kHz. Si bien no permite reproducción de alta fidelidad, es suficiente para oir la voz y la música en forma aceptable. Obsérvese que el ancho de banda de un transformador de acoplamiento de FI depende del factor Q del bobinado sintonizado; este factor Q es igual a la relación entre la reactancia y la resistencia del circuito sintonizado. Si trabajan en cascada varios transformadores sintonizados, como en la Fig. 3-5, el ancho de banda disminuye con cada etapa. Como ejemplo, la Fig. 3-7 indica la disminución del ancho de banda de un amplificador de FI al trabajar en cascada varios transformadores sintonizados idénticos.

Refiriéndonos a la Fig. 3-5, dos etapas de amplificación de FI necesitan tres transformadores sintonizados. La ganancia que normalmente se obtie-

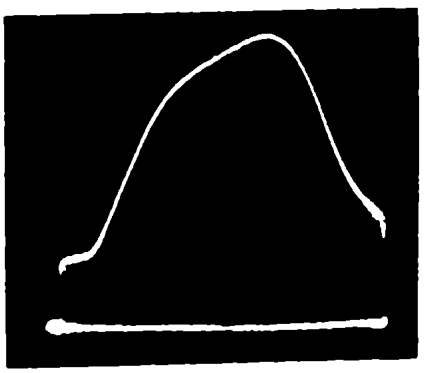


(a)

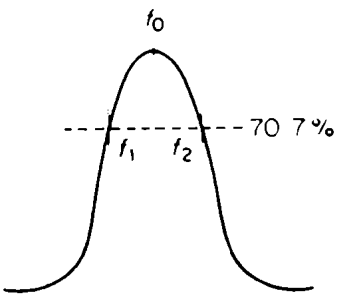


(b)

Fig. 3—5. Amplificador de FI de dos etapas: (a) Esquema. (b) Aspecto de algunos transistores bipolares.



(a)



(b)

Fig. 3—6. Respuesta de un amplificador de FI: (a) Fotografía de una curva de respuesta obtenida por barrido, en el osciloscopio. (b) El ancho de banda se mide entre los puntos del 70,7 % de máxima respuesta.

ne, es de 35 dB por etapa. La ganancia de todo el amplificador de FI es igual a la suma de las ganancias de cada etapa, 70 dB en este ejemplo. Obsérvese que la primera etapa de FI recibe tensión del CAG. En los receptores comunes, el amplificador de FI proporciona la mayor parte de la ganancia y selectividad. Al sintonizar un receptor a una estación cuya señal se recibe con gran intensidad, el sistema del CAG disminuye automáticamente la ganancia del amplificador de FI y del mezclador, si se utiliza. De esta manera se impide la sobrecarga; además, no hace falta retocar el control de volumen cuando se pasa de sintonizar una estación potente a otra que no lo es tanto. Tiene también otra ventaja el CAG, y es una cierta compensación automática del desvanecimiento de las señales recibidas. No obstante, el CAG no puede regular el volumen de manera perfecta, por lo que ocasionalmente se necesitará actuar sobre el control manual de volumen.

En la Fig. 3-5 los circuitos de base y de colector de Q1 y de Q2 están sintonizados a la misma frecuencia (455 kHz). Por lo tanto, además de estar trabajando en función de amplificadores, hay támbién la posibilidad de que lo hagan como osciladores, porque los transistores bipolares, como los de la Fig. 3-5, tienen en muchos casos una capacitancia apreciable en la juntura de colector. Esta capacitancia permite que la señal amplificada en el circuito de colector se acople al circuito de base. Esto equivale a realimentación positiva y el transistor comenzará a oscilar si esta tensión de realimentación es suficiente para vencer las pequeñas pérdidas de los circuitos sintonizados. Una etapa de FI que oscila, deja de amplificar e impide el paso de la señal. Cuando una etapa FI está a punto de oscilar, se dice que trabaja en forma regenerativa; la regeneración da lugar a una

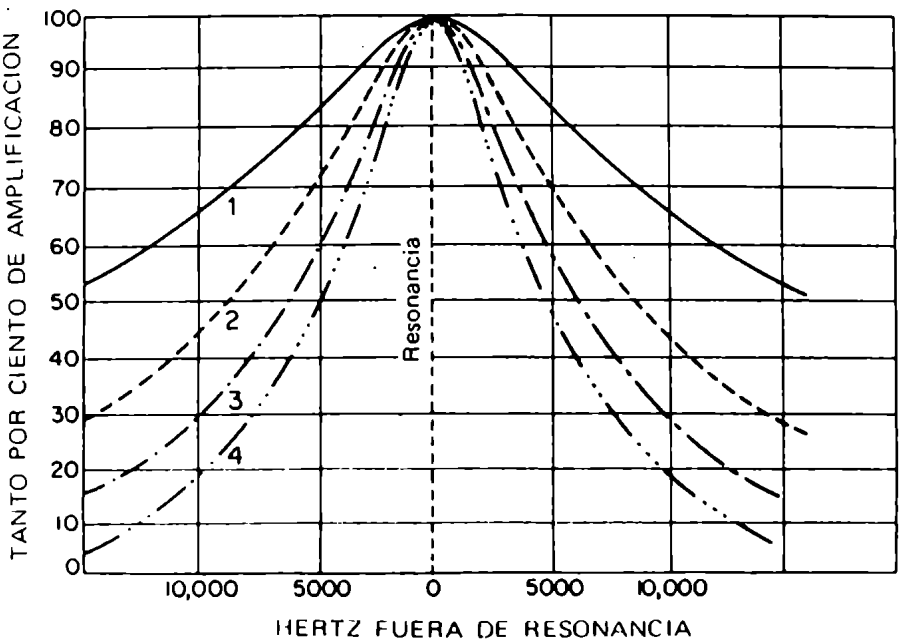


Fig. 3—7. Disminución del ancho de banda resultante del trabajo en cascada de transformadores sintonizados.

distorsión de la curva de respuesta de frecuencia y disminuye el ancho normal de la banda de paso, dando lugar a una reproducción distorsionada.

Se emplean dos métodos en general para impedir la realimentación positiva perjudicial en los amplificadores de FI. Uno de los más comunes es disminuir la ganancia. Véase, como ejemplo, que la conexión del colector de los transistores de la Fig. 3-5 se toma de una derivación del primario de los respectivos transformadores de FI. Estos puntos de toma se eligen para proporcionar suficiente desequilibrio de impedancias para

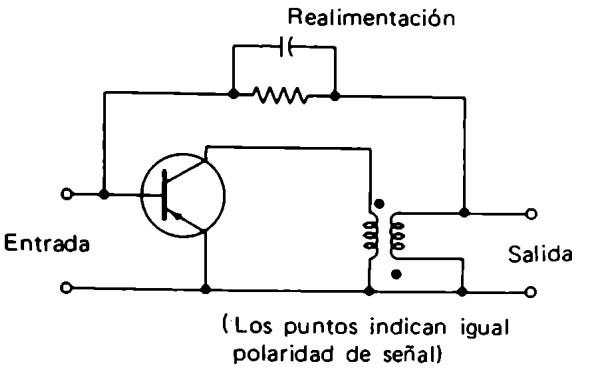


Fig. 3—8. Neutralización de una etapa amplificadora de FI.

disminuir la ganancia de las etapas, quedando por debajo del punto de auto oscilación. Ciertos tipos de transistores tienen menos capacitancia que otros en la juntura de colector. A igualdad de los otros elementos componentes, un amplificador de FI permitirá obtener la máxima ganancia cuando se utilicen transistores de baja capacitancia en la juntura. Otro método empleado para impedir la regeneración y con ella la oscilación, es dotarlo de realimentación negativa (neutralización), como se ve en la Fig. 3-8. El lazo de realimentación RC aplica a la base del transistor una señal en oposición de fase que anula la que se introduce a través de la capacitancia de la juntura. La neutralización permite obtener la máxima ganancia de un amplificador de FI porque se pueden adaptar las impedancias para una transferencia óptima de la señal.

En la Fig. 3-5, R1 y C4 forman la red de desacoplamiento del CAG. La tensión de la señal del circuito de base de Q1 se deriva a masa a través de C4, impidiendo R1 que entre en grado apreciable a la línea del CAG. Volviendo a la Fig. 3-4, obsérvese que en la línea del CAG hay un resistor en serie, R2, conectado a la base del transistor mezclador. Este resistor atenúa la señal del circuito de base que podría pasar a la línea del CAG. A menos que se provea algún dispositivo de desacoplamiento, puede haber realimentación positiva entre las secciones mezcladora y amplificadora de FI, que daría por resultado la entrada en oscilación del sistema y el bloqueo del paso de la señal. Hagamos notar que si C4 de la Fig. 3-5 quedara en circuito abierto, el receptor puede producir el llamado "ruido de canoa". Obsérvese también que los resistores de emisor R2 y R5

estabilizan la polarización y tienen capacitores de paso para impedir la disminución de la ganancia a causa de la realimentación negativa. Los resistores R3 y R4 forman un divisor de tensión para la polarización de Q2 y tienen también un capacitor de paso para no perder señal por caída de tensión en el retorno a masa del circuito de base.

3.4 Detectores para modulación de amplitud

El detector tiene como función separar la información de audio de la onda portadora modulada. Además, debe proporcionar la tensión de CAG, como se ve en el esquema de la Fig. 3-9. El diodo trabaja como rectificador, estando parcialmente filtrada su salida mediante R1 C1. Para que su acción sea eficaz, C1 debe tener suficiente valor para que su impedancia sea baja a la frecuencia de 455 kHz. Pero no ser demasiado grande para no derivar a masa las señales de audio frecuencia. El valor de C1 depende parcialmente del valor de R1; para adaptarse a la impedancia de entrada del amplificador de audio siguiente, la resistencia R1 es de aproximadamente

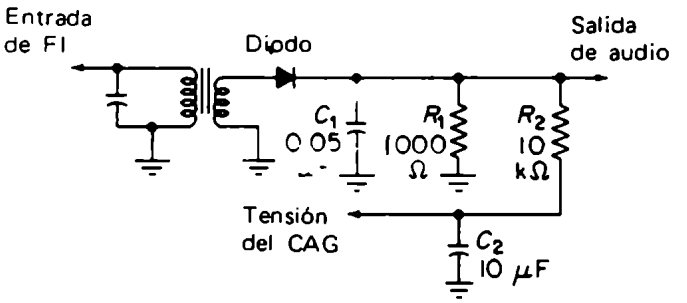
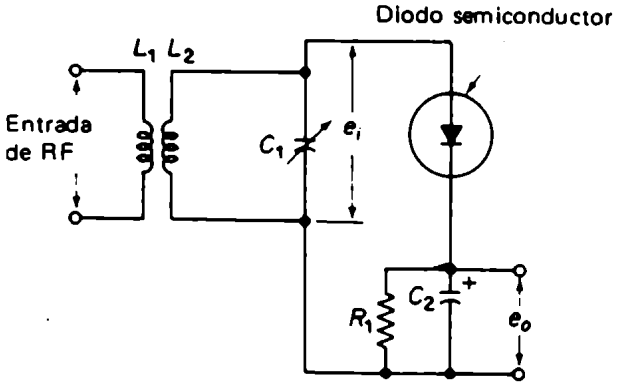


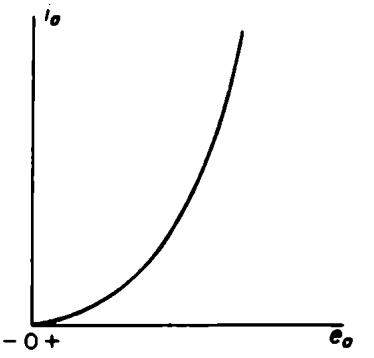
Fig. 3—9. Detección por diodo y obtención de la tensión del CAG.

1000 ohms. En la Fig. 3-10 pueden seguirse los diferentes pasos de la acción de un detector de AM. La rectificación de la portadora modulada produce una serie de pulsos. El filtrado parcial da por resultado una tensión de audio de salida cuya forma de onda responde a la envolvente de modulación. Si R ó C tienen demasiado valor (constante de tiempo demasiado larga), la onda de tensión de salida se distorsiona y la eficacia de la detección es deficiente. Recordemos que constante de tiempo de un circuito RC es igual al producto de R en ohms por C en farads, obteniéndose el resultado en segundos (o fracción). Constante de tiempo es el que necesita el capacitor para descargarse hasta el 37 % de su tensión original.

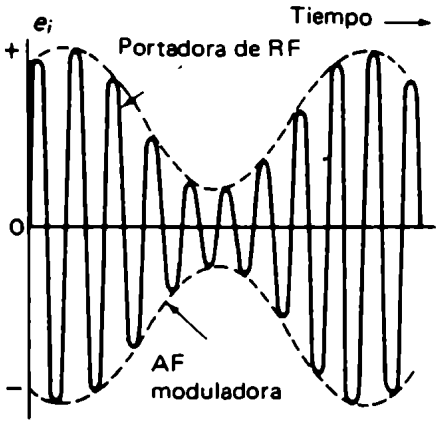
Observemos ahora que la tensión de CAG de la Fig. 3-9 se desarrolla en los extremos de un filtro RC cuya constante de tiempo es muy larga. Por lo tanto, la tensión resultante será prácticamente continua pura. Si la señal de salida del detector tiende a desvanecerse, la tensión de salida del CAG tenderá a permanecer constante, disminuyendo muy lentamente. En cambio, si la señal de salida del detector pasa a tener mayor amplitud, la salida



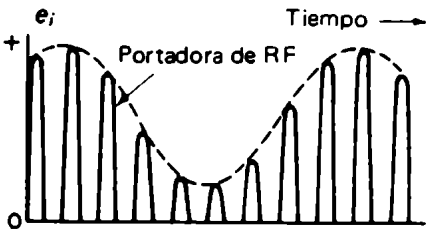
(a) Circuito de un detector por diodo



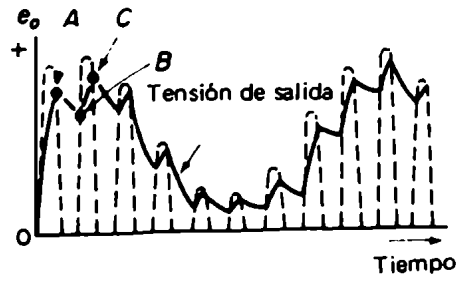
(b) Característica de corriente con respecto a la tensión de un diodo de cristal.



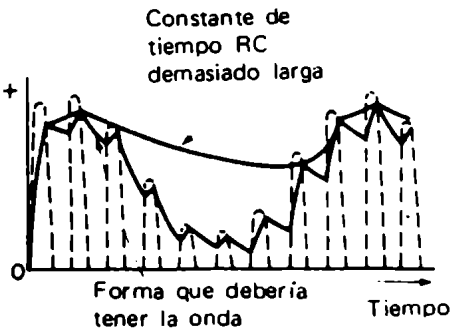
(c) Onda de entrada



(d) Corriente de señal rectificada por el diodo, sin capacitor



(e) Onda de salida habiendo añadido el filtro C_2



(f) Onda en la que se ve el efecto de una constante de tiempo demasiado prolongada.

Fig. 3—10. Pasos de la demodulación de un detector de AM. (a) Circuito de un detector por diodo.

del CAG sigue muy lentamente este aumento. En el ejemplo de la Fig. 3-9, la tensión del CAG es positiva. Si un receptor necesitara que esta tensión fuese negativa, se conectaría el diodo detector en el circuito con polaridad contraria. La pérdida de potencia del detector de la Fig. 3-9 es aproximadamente de 30 dB. Por lo tanto, la eficiencia de un detector sencillo es baja. No obstante, tiene la ventaja de su economía y poca distorsión sobre amplios límites de tensión de la señal. Empleando como detector un transistor, el rendimiento aumenta notablemente.

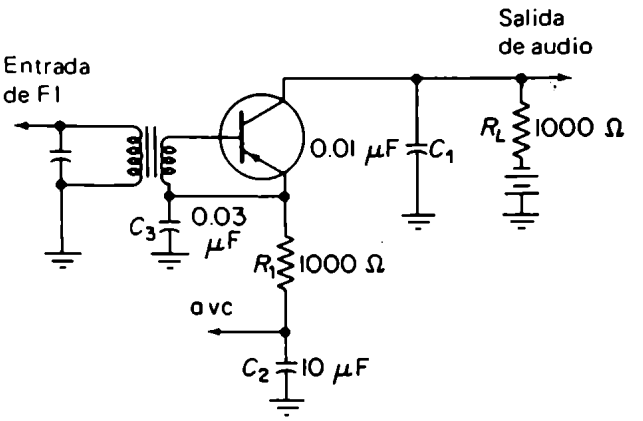


Fig. 3—11. Circuito detector con transistor.

En la Fig. 3-11 se representa el esquema de un detector con transistor. La rectificación tiene lugar en el circuito base-emisor, amplificándose la salida rectificada en el circuito de colector. Un transistor detector proporciona una ganancia aproximada de 5 dB. Sin embargo, en lo que se refiere a la posibilidad de detección de señales débiles, no es tan eficaz como el detector con diodo. En consecuencia, un detector con transistor debe estar precedido por amplificación de RF o de FI, si debe responder a señales débiles. La tensión del CAG se toma, en la Fig. 3-11, del circuito de emisor. El filtro del CAG está formado por R1, C2 y C3. El filtrado se obtiene mediante R1 y C1. El transistor trabaja en configuración de emisor común con respecto al sistema del CAG. El detector con transistor equivale en esencia a un detector con diodo semiconductor seguido por una etapa amplificadora de audio frecuencia.

Se utilizan dos tipos de CAG. uno de ellos se llama directo, mientras que el otro es inverso. Algunos transistores permiten un mejor control de la ganancia con un tipo de CAG, mientras otros se adaptan bien al tipo contrario. En el caso de CAG directo, al aumentar la intensidad de la señal de entrada se aplica más polarización directa a los transistores controlados. En el circuito de colector hay una resistencia de bastante valor (por lo menos, 1000 ohms). Cuanta más polarización directa se aplica, más corriente de colector circula, y es mayor la caída de tensión a través de esta resistencia en serie. El resultado es que hay menos tensión entre colector y emisor del transistor. La disminución de la tensión de colector

disminuye su ganancia. Si la señal de entrada es muy intensa, es muy grande la caída de tensión a través de la resistencia y la tensión de colector quedará reducida a una fracción de volt. Por lo tanto, la ganancia de la etapa será muy pequeña.

En el caso de CAG inverso, el aumento de intensidad de la señal que se recibe da por resultado aplicar menos polarización directa a los transistores controlados. La característica de un transistor es no lineal para pequeños valores de polarización directa, como en el ejemplo de la Fig. 3-2. Por lo tanto, al ser menor la polarización directa, circula menos corriente para un determinado valor de la tensión de señal y disminuye la ganancia de la etapa. Si la señal de entrada es muy intensa, la polarización directa se reduce a un valor muy pequeño, circulando muy poca corriente. A su vez, la ganancia de la etapa disminuye considerablemente. En resumen, en un receptor se emplea CAG directo o inverso según los transistores utilizados. Si determinado tipo de transistor permite un control más gradual y uniforme con CAG inverso, el receptor se diseñará con esta clase de CAG. Inversamente, receptores con transistores de otro tipo se construirán con CAG directo.

3.5 Amplificadores de audio frecuencia

Anteriormente vimos un amplificador de audio frecuencia básico. Hay tres clases de amplificación de audio frecuencia, como se indica en la Fig. 3-12. En amplificación clase A, el transistor nunca recibe sobre-excitación; quiere decir que la corriente de colector no se corta nunca, no disminuyendo nunca hasta anularse la tensión de colector en los picos de la señal de salida. Obsérvese que cuando la tensión de colector se aproxima a cero, el transistor se acerca a la saturación. Un amplificador que trabaja llegando al corte o a la saturación distorsiona la señal de salida. Por lo tanto, en la amplificación en clase A, circula corriente en el circuito de colector durante todo el ciclo completo. En la amplificación clase B, el transistor no tiene polarización directa; la tensión de polarización base-emisor es cero, como se ve en la Fig. 3-12(b). Por lo tanto, las corrientes de base y colector circulan solamente cuando la señal de entrada tiene el sentido que corresponde a la corriente directa (positivo en este ejemplo), proporcionando polarización directa durante un semiciclo. Durante el otro semiciclo, el transistor no conduce. Si bien la onda de salida está altamente distorsionada, se emplean medios para restaurar la forma normal de la onda, como se explicará más adelante. Finalmente, en amplificación clase C se aplica polarización inversa entre base y emisor, como indica la Fig. 3-12(c). Entonces puede circular corriente en sentido directo únicamente durante una pequeña porción del ciclo de la señal de entrada que supere dicha polarización inversa. La amplificación en clase C se emplea mucho en los transmisores; también el oscilador local de un receptor puede trabajar en clase C.

La Fig. 3-13 es el esquema de la sección amplificadora de audio frecuencia de un receptor pequeño. La señal de salida del detector pasa al control de volumen acoplado capacitivamente al transistor de entrada de

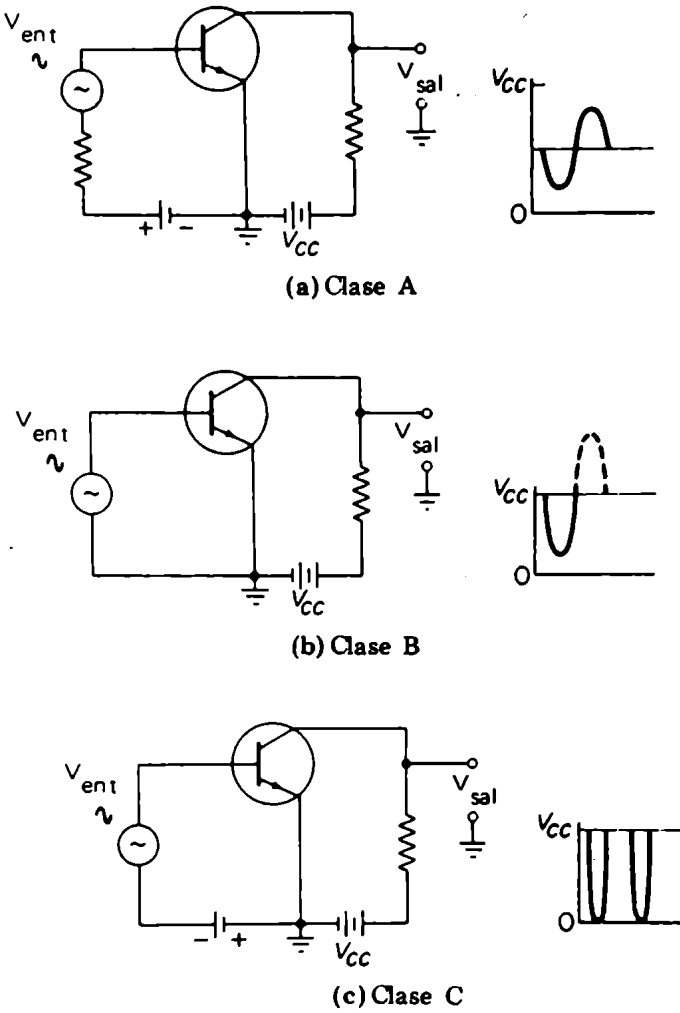


Fig. 3—12. Las tres clases principales de amplificación.

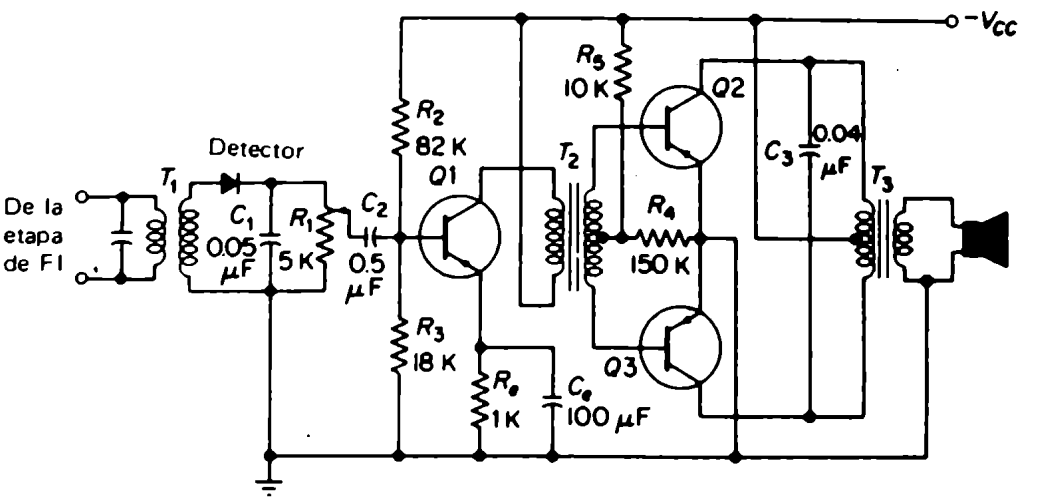


Fig. 3—13. Esquema de un amplificador de audio.

audio, Q1. El control de volumen regula la excitación de la primera etapa, variando en consecuencia el nivel del sonido de salida como se quiera. El transistor Q1 está polarizado para trabajar en clase A. Esta etapa excitadora. La señal amplificada pasa, mediante acoplamiento por transformador, a la entrada de la etapa de salida en contrafase, clase B. Los amplificadores clase B son más eficientes que los de clase A porque no consumen corriente, o muy poca, cuando no hay señal. Una etapa en clase B necesita dos transistores, por lo que veremos enseguida.

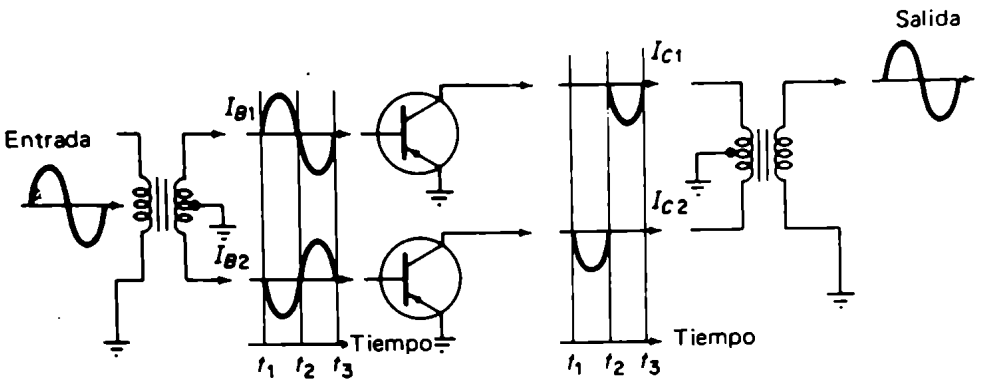


Fig. 3—14. Principio fundamental de la amplificación en contrafase ("push-pull").

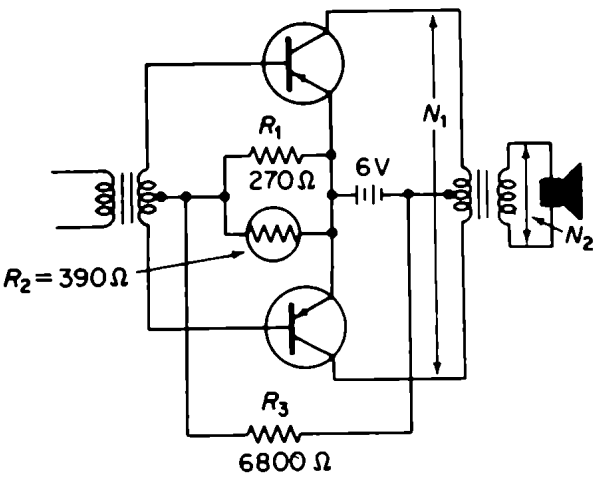


Fig. 3—15. Circuito completo de un amplificador de audio en clase B.

Cuando un transistor trabaja en clase B, absorbe corriente solamente durante un semiciclo de señal, y la corriente media depende del nivel que tenga dicha señal. Lo que quiere decir que cuando la señal sea débil, la corriente en la etapa clase B también será débil. En la Fig. 3-14 se representan los principios fundamentales del funcionamiento en contrafase, clase B. La 3-15 es el esquema completo de un amplificador de audio clase B. El transformador de entrada tiene un secundario con punto medio

y suministra las dos tensiones de excitación en oposición de fase. En consecuencia, los dos transistores conducen y se bloquean alternativamente. Cada uno de ellos suministra un semiciclo amplificado de la onda de señal. Estos semiciclos se combinan en el transformador de salida para reproducir la onda de entrada, pero con mayor amplitud.

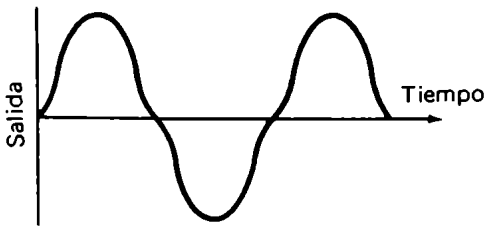


Fig. 3—16. Distorsión por intermodulación de una onda senoidal.

Si un transistor fuese un dispositivo perfectamente lineal, un amplificador clase B no distorsionaría con polarización base-emisor igual a cero. Pero los transistores se comportan no linealmente en las proximidades del corte (Fig. 3-2), dando por resultado que la onda de salida de un amplificador clase B sin polarización presente distorsión por cruce, como representa la Fig. 3-16. Para impedir esta distorsión, se aplica cierta polarización directa a los transistores, para que trabajen en la región lineal de la característica. Esta amplificación se llama en clase AB. Haciendo referencia a la Fig. 3-15, la polarización para clase AB se aplica a través de R1, R2 y R3. Obsérvese que R2 es un dispositivo cuya resistencia depende de la temperatura (termistor) y estabiliza el funcionamiento de los transistores en condiciones de variación de temperatura. Si ésta aumenta, los transistores tienden a absorber más corriente; pero entonces la resistencia del termistor disminuye. Por lo tanto, hay menos caída de tensión entre los extremos de R1 y R2 y disminuye la polarización base emisor. El resultado final es que los transistores trabajan prácticamente de la misma manera aunque varíe la temperatura.

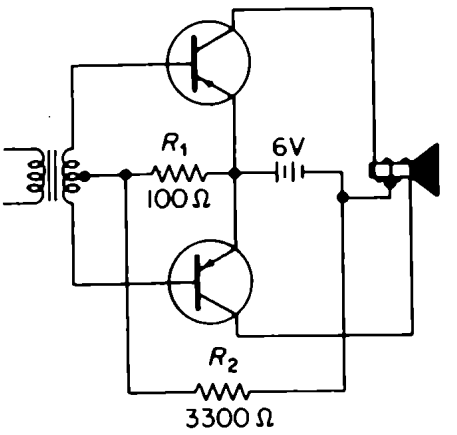


Fig. 3—17. Etapa final en clase B, sin transformador de salida.

Otro procedimiento para hacer menos perceptible la distorsión por cruce es disminuir la respuesta de alta frecuencia del amplificador. Por ejemplo, puede ponerse en paralelo con el transformador de salida un capacitor de 0,1 μF, o conectarse uno de 0,02 μF entre colector y base de cada uno de los transistores. Este expediente puede utilizarse en combinación con cierto grado de funcionamiento en clase AB. El inconveniente de disminuir la respuesta de alta frecuencia es la pérdida de fidelidad, y el funcionamiento en clase AB aumenta el consumo de corriente y las pilas duran menos. Por lo tanto, deberá aceptarse cierto compromiso al diseñar un amplificador clase B.

En lugar de emplear transformador de salida, hay receptores que emplean un altavoz con derivación en la bobina móvil, como se ve en la Fig. 3-17. La derivación se toma de modo que la impedancia de carga presentada por el altavoz se divide en dos partes iguales. En consecuencia, la bobina móvil es comparable al primario del transformador de salida de la Fig. 3-15. Si bien los circuitos de esta clase son más económicos, su eficacia es menor que al emplear transformador de salida. Esto se debe a

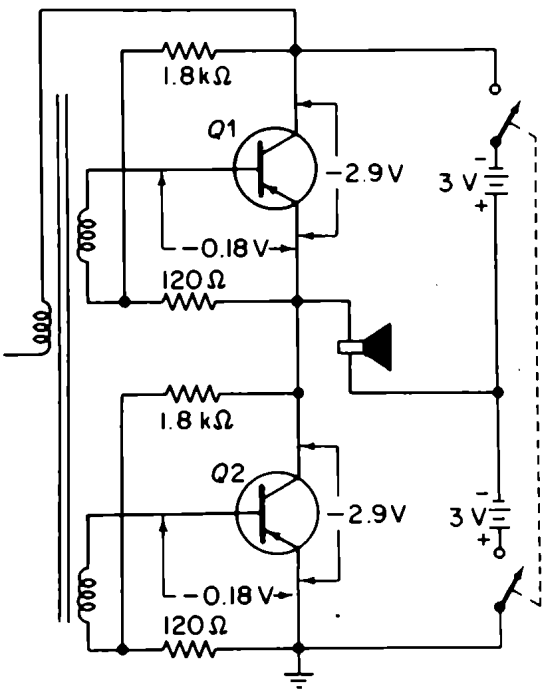


Fig. 3—18. Ejemplo de etapa de potencia, clase B, sin transformador de salida.

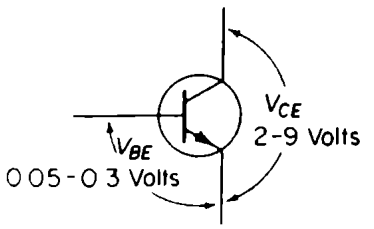
que no es posible obtener una buena adaptación de impedancias porque se precisaría un número excesivo de espiras en la bobina móvil del altavoz. En la Fig. 3-18 tenemos el esquema de otro circuito que tampoco necesita transformador de salida. Uno de los terminales del altavoz se conecta al punto medio de la batería, mientras que el otro está conectado al conductor que une el emisor de Q1 con el colector de Q2. El transforma-

dor de entrada tiene dos bobinados secundarios; están dispuestos con la fase adecuada para que los transistores, trabajando en clase B, conduzcan alternativamente. De esta manera llega al altavoz una onda de audio igual, pero amplificada, a la de entrada.

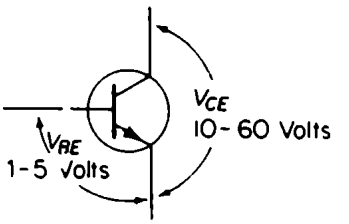
3.6 Métodos de reparación

Como se hizo notar anteriormente, para la reparación de receptores de radio es fundamental la medición de tensiones continuas. Estos valores se comparan con los especificados en el manual; si bien no puede esperarse una concordancia absoluta, los valores medidos estarán generalmente dentro de ±10 % en un receptor que trabaje correctamente. Diferencias superiores a ±20 % deben considerarse indicadoras de algún inconveniente. La tensión entre los terminales de un transistor depende del tipo de dispositivo de que se trate, por ejemplo, si es de germanio o de silicio y si es de poca señal, de mediana potencia o de alta potencia. En la Fig. 3-19 se han señalado los límites normales para varios tipos de transistores. En la práctica, nunca debe superarse la tensión nominal de colector de un transistor, pues podría destruirse. A veces se pretende corregir la falta de potencia de salida aumentando la tensión de colector; es una práctica muy poco recomendable.

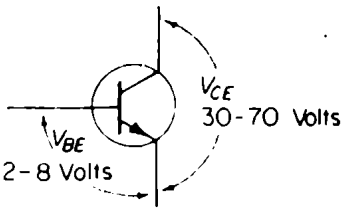
Entre las primeras pruebas rápidas para tratar de localizar una falla, está la de hacer producir chasquidos al altavoz. Por ejemplo, poniendo momentáneamente en corto circuito la base y el emisor, un transistor deja de conducir. Esta perturbación produce un chasquido en el altavoz si las etapas que siguen al transistor están funcionando. Obsérvese que la prueba de poner en corto circuito base y emisor no debe hacerse entre base y



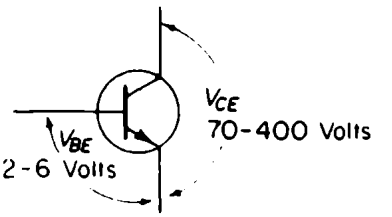
(a) Transistor PNP de germanio para poca señal



(b) Transistor NPN de silicio para poca señal



(c) Transistor de mediana potencia NPN de silicio



(d) Transistor de alta potencia NPN de silicio

Fig. 3—19. Tensiones de trabajo de transistores de germanio y de silicio.

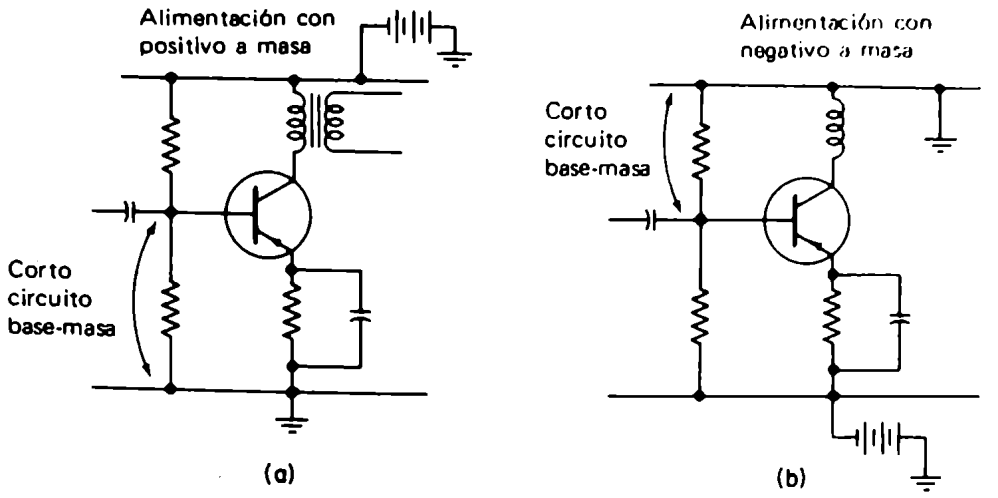


Fig. 3—20. Pruebas segura y peligrosa de corto circuito: (a) El transistor no sufre averías. (b) El transistor muy probablemente se inutilizará.

masa, como se ve en la Fig. 3-20. Quiere decirse que la prueba del chasquido podrá realizarse como se indica en la Fig. 3-20(a), pero muy probablemente se destruirá el transistor procediendo como en la Fig. 3-20(b). Por lo tanto, este ensayo deberá hacerse poniendo en corto circuito el terminal de base y el de emisor del transistor que se prueba. De esta manera no podrá dañarse, cualquiera que sea la configuración del circuito. Esta prueba se hace mediante las llamadas puntas de prueba que sirven para conectar los multímetros.

Consideremos ahora el caso de un receptor en que el defecto consista en muy bajo nivel del sonido. Puede ocurrir en todas las estaciones, o bien al recibir algunas solamente, siendo normal con las demás. Este último caso necesitará un análisis más completo. En general, puede emplearse la prueba de sustitución de señal descrita en el capítulo anterior para localizar alguna etapa que no amplifique o atenúe la señal. Pueden obtenerse algunos datos efectuando pruebas de audición. Por ejemplo, si el control de volumen produce ruidos cuando se lo manipula, probablemente este elemento resistivo es defectuoso. Si se reciben normalmente las estaciones hacia el extremo de baja frecuencia de la banda pero se reciben débilmente las estaciones del extremo de alta frecuencia, es probable que haya algún defecto en la etapa osciladora o en la conversora. Por ejemplo, el transistor oscilador puede tener pérdidas en la juntura de colector. Este inconveniente se hará visible midiendo tensiones continuas. Si todas las estaciones se reciben débilmente, habrá que sospechar de la amplificación de audio. Un defecto en la sección de FI puede dar por resultado recepción normal de las estaciones locales potentes, pero muy poca respuesta para las estaciones distantes, o de no mucha potencia.

En lugar de emplear la prueba de sustitución de señal, se prefiere muchas veces la de seguimiento de la señal. Existen diversos tipos de instrumentos para rastrear la señal; pero el osciloscopio es el más eficaz y el que suministra más información. El osciloscopio debe ser de alta

sensibilidad, por lo menos de 5 milivolts por centímetro y el amplificador vertical ha de tener un ancho de banda de 1,5 MHz, como mínimo. Se usa con el osciloscopio una sonda de baja capacitancia para reducir al mínimo la desintonización por exceso de carga. Para activar al receptor se prefiere un generador de señales, aunque es posible utilizar la señal de una estación. El generador tiene la ventaja de suministrar una señal constante, de forma de onda conocida, mientras que la estación de radiodifusión irradia una señal variable. En la Fig. 3-21 se ve la manera de acoplar la señal del generador al receptor; no es crítico el número de espiras de la bobina de acoplamiento. La señal para la prueba normal tiene una modulación del 30 %, aunque pueden utilizarse otros porcentajes de modulación.

Refiriéndose a la Fig. 3-22, la sonda de baja capacitancia se aplica primero al terminal de colector del conversor. En la pantalla del osciloscopio deberá aparecer una onda de forma análoga a W1. Aunque sea normal

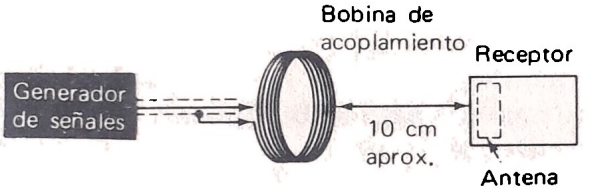


Fig. 3—21. Prueba de un receptor mediante el generador de señales.

la forma de la onda, podría no obstante estar presente algún defecto, indicado por la amplitud inferior a la normal. Por lo tanto, hasta no tener práctica con el procedimiento de seguimiento de señal, habrá que hacer una comparación con otro receptor análogo que funcione satisfactoriamente. Como ejemplo de análisis, supongamos que en el colector del transistor conversor no aparece la onda W1, viéndose en su lugar la onda W3. Este resultado indica que la señal del generador no llega a la base de Q1. Quiere decir que la onda W3 es la oscilación producida por Q1, en L2. En consecuencia, se determinará si hay algún defecto en el circuito primario de L1; el bobinado podría estar cortado o en corto circuito, o tener algún defecto el capacitor variable CT. También podría estar en corto circuito el trimmer A5.

Si en el colector del conversor la señal tiene su aspecto normal, se procederá a comprobar la forma de la onda en el colector del transistor de FI. Normalmente, en este punto la onda es análoga a W1, pero su amplitud es mucho mayor. Si en la sección de FI no se encuentra señal, lo más probable es que el oscilador no funcione. Para averiguarlo, desconéctese momentáneamente el generador de señales y compruébese la onda del extremo izquierdo de R10. Si no aparece una onda como W3, sabremos que realmente, el oscilador no funciona. En tal situación, L2 podrá tener espiras en corto circuito o habrá alguna conexión defectuosa por rotura en la plaqueta del circuito impreso. A veces un transistor conversor se debilita y deja de oscilar hacia el extremo de alta frecuencia de la sintonía, aunque trabaja casi normalmente en el otro extremo.

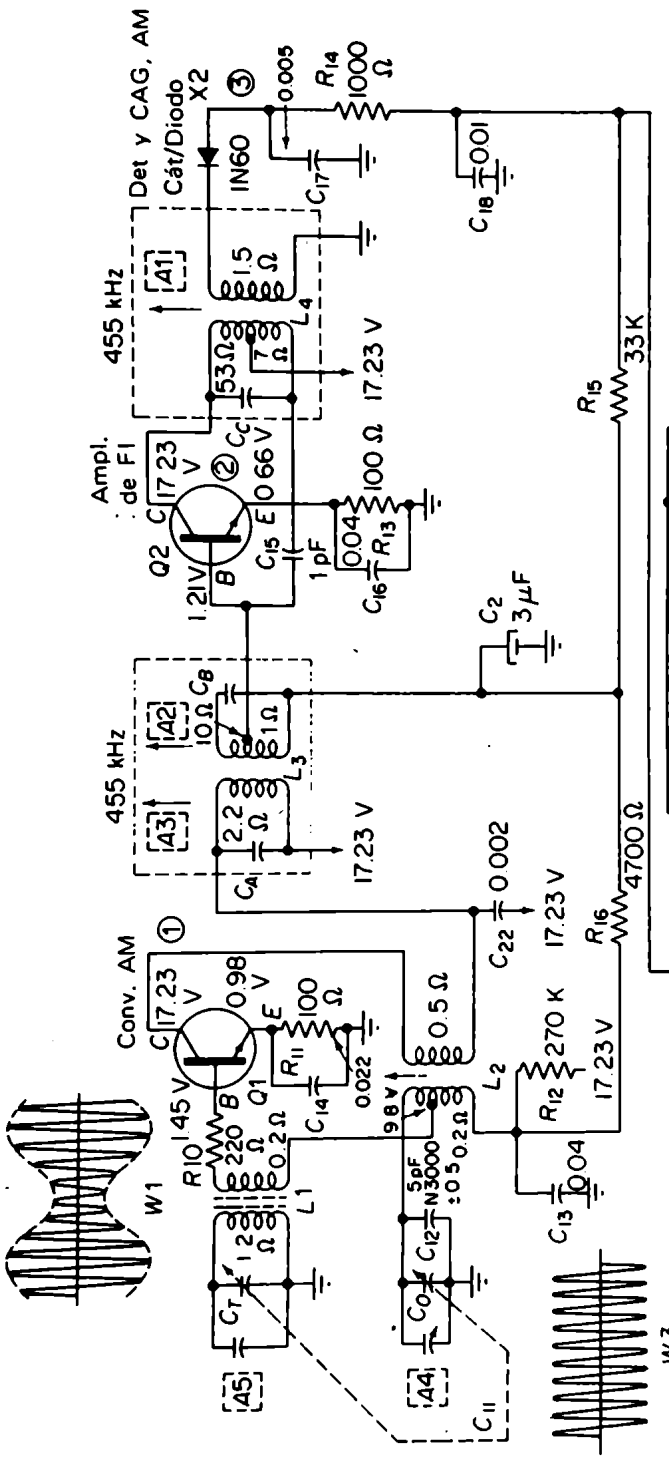


Fig. 3—22. Orden de sucesión de las pruebas de seguimiento de señal.

Si en la sección de FI la onda de la señal es normal, la comprobación se hará luego en el terminal de salida del detector. El osciloscopio deberá exhibir una onda análoga a W2, que consiste en la envolvente de la modulación de W1. Como se dijo anteriormente, no es suficiente que la forma de la onda sea normal; tiene que ser también normal la amplitud. La guía mejor será la comparación con un receptor que funcione normalmente. Si la onda de salida del detector tiene poca amplitud, tal vez el diodo semiconductor tenga poca relación entre la resistencia directa y la inversa. O bien es pósible que C17 o C18 tengan pérdidas. Es más frecuente hallar capacitores defectuosos que resistores, inductores o dispositivos semiconductores. Los capacitores de papel tienden a presentar fugas después de un prolongado tiempo de servicio, y en oportunidades se cortan (pierden toda su capacitancia). También los capacitores electrolíti-

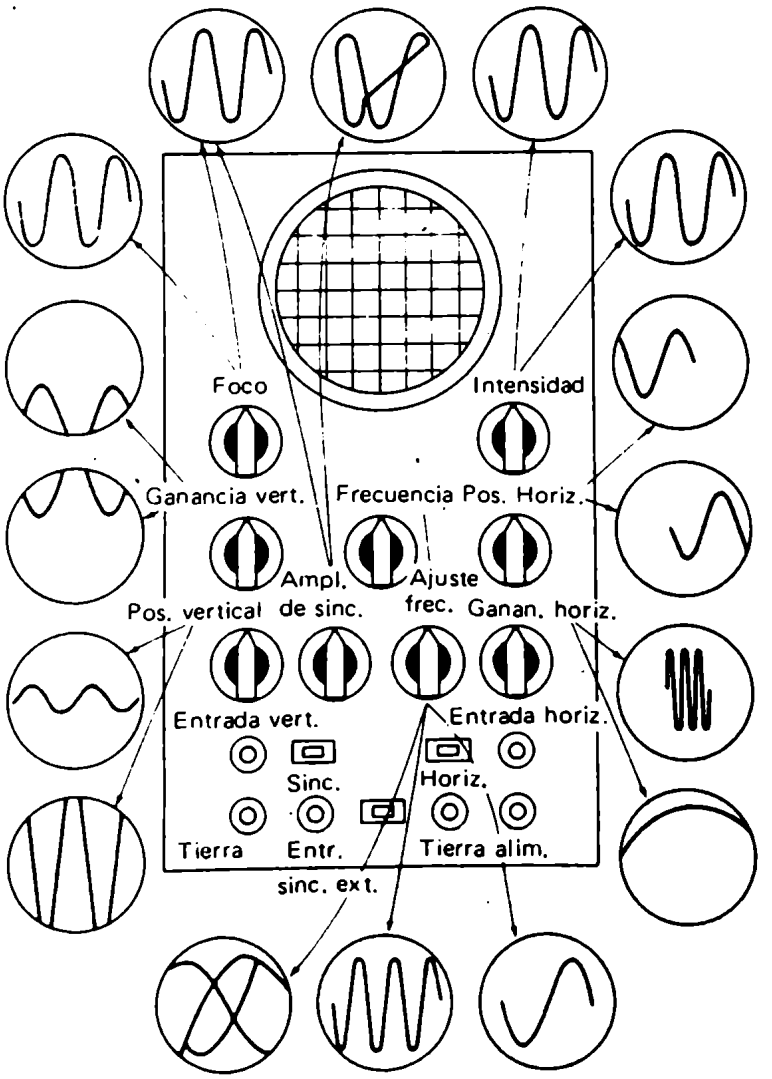


Fig. 3—23. Controles del osciloscopio y su efecto sobre el diagrama presentado en la pantalla.

cos presentan pérdidas, disminuyendo gradualmente su capacitancia. Los capacitores variables no acostumbran presentar inconvenientes, salvo que se introduzcan entre las placas cuerpos extraños, o que se doblen.

Si en el circuito de salida del detector es normal la forma de la señal, se procederá a comprobarla a través del amplificador de audio. Se observará una onda igual a W2, pero de mayor amplitud. Deberá verificarse ahora el comportamiento del control de volumen; variando su posición a lo largo de su recorrido, se probará si actúa en forma suave y continua, o si la onda desaparece bruscamente en algún tramo del recorrido. El último punto de rastreo de la señal está en los terminales de la bobina móvil del altavoz. Si aquí no se encuentra señal, estará abierto el secundario de T1 o la bobina móvil. Es también posible un corto circuito en alguno de los dos bobinados, aunque no es frecuente.

Obsérvese que un capacitor abierto puede atenuar la señal, sin provocar variaciones en las tensiones continuas del circuito. Supongamos, por ejemplo, que C4 estuviera abierto, en cuyo caso la señal de salida de audio se debilitaría considerablemente. No obstante, el valor de las tensiones de Q4 sería normal. Otras veces, un capacitor abierto puede hacer enmudecer a un receptor, habiendo en cambio mucha tensión continua a la salida del detector. Por ejemplo, si se abre el capacitor de neutralización C15, el amplificador de FI será regenerativo u oscilará. O bien la señal de salida de FI estará distorsionada, o completamente ausente. En el caso de oscilación de la sección de FI, no hay señal pero se medirá una tensión superior a la normal —de 10 a 15 volts, generalmente— a la salida del detector. Si se abre C2, seguramente se presentará el ruido de motor de canoa, debido a oscilaciones en las secciones conversora y de FI. La violenta oscilación podría dar lugar a la destrucción del diodo X2.

La Fig. 3-23 representa el frente de un osciloscopio adecuado para la reparación de receptores, viéndose los controles y el efecto que producen en la imagen presentada en la pantalla. Los controles son numerosos, pero no todos ellos requieren atención constante. En el procedimiento de rastreo de señal, puede comprobarse completamente un receptor actuando únicamente sobre el control de ganancia vertical. El factor más importante para dominar el empleo del osciloscopio, es la práctica. Aunque su aspecto cause impresión al técnico inexperto, no es mucho más difícil valerse de él que de un multímetro común. La importancia del osciloscopio se debe a que proporciona datos sobre el funcionamiento de los circuitos que no pueden obtenerse mediante instrumentos más sencillos.

Circuitos para Receptores de Radiodifusión de A. M.

4.1 Consideraciones generales

En los capítulos precedentes se han explicado varios principios fundamentales del funcionamiento de los circuitos receptores. Ahora estamos en condiciones de estudiar las características de circuitos de receptores comerciales, incluyendo algunos factores prácticos que les son propios. La Fig. 4 representa el circuito de un receptor de radiodifusión de seis transistores, para AM, modelo comercial muy difundido. Obsérvese el control de volumen, R10; es un ejemplo de control divisor de corriente. El control de volumen está situado generalmente en la etapa excitadora (preamplificadora), donde la señal de audio tiene poco nivel. El potenciómetro puede trabajar como divisor de tensión o de corriente. Los divisores de tensión trabajan sobre alta impedancia de carga, mientras que en los divisores de corriente la carga es de baja impedancia. La carga de R10 está formada por la base de Q4 (transistor bipolar, o de juntura, en configuración de emisor común), entrada de baja impedancia, algo inferior a 1500 ohms. Por lo tanto, R10 trabaja como divisor de corriente.

Veamos ahora la función del diodo de sobrecarga D1 de la Fig. 4-1. Desde el momento que Q1 trabaja como conversor, no se puede controlar mediante tensión del CAG porque la frecuencia del oscilador local se desplazaría, al variar la polarización. Por lo tanto, el control automático de ganancia se aplica en este caso al amplificador de FI solamente. Este proporciona un margen de control de ganancia de 20 o 30 dB. Pero en la práctica se necesita a veces un margen de control más amplio para impedir la sobrecarga del amplificador de FI cuando se reciben señales muy intensas. Para ésto se emplea el diodo D1, conectado entre los extremos del primer transformador de FI. Como que la corriente de colector de Q2 circula a través de R2, la caída de tensión producida por este resistor variará según la intensidad de la señal recibida. Esta variación se aprovecha para controlar la ganancia, de la siguiente maner .

Cuando la señal que se recibe es débil, Q2 e á polarizado por el CAG, que permite circular una corriente de conducció.. relativamente elevada (se

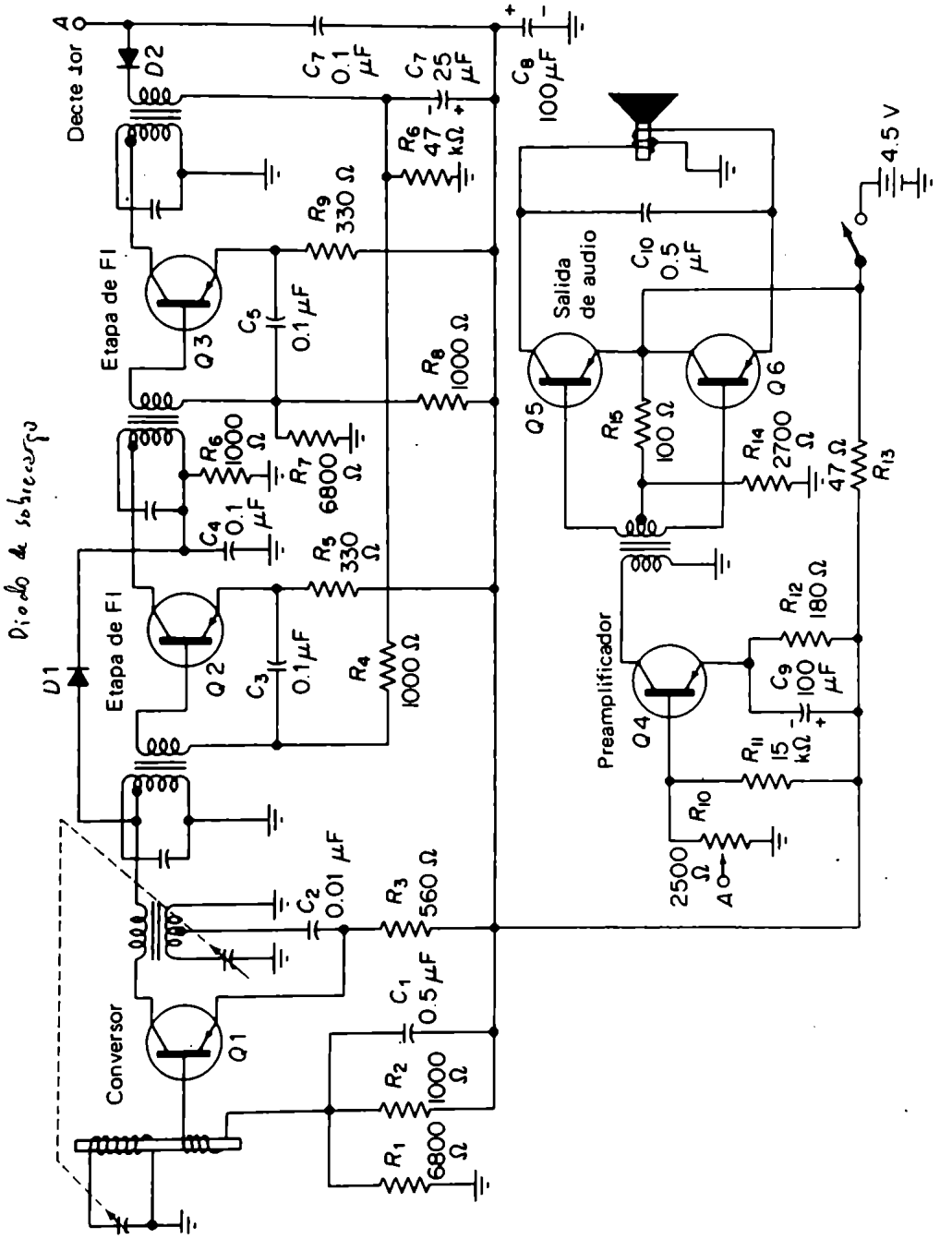


Fig. 4—1. Receptor portátil para AM, con seis transistores.

emplea CAG inverso). En estas condiciones, la caída de tensión a través de R2 es suficientemente alta para polarizar a D1 en sentido inverso. En cambio, cuando la señal de entrada es intensa, Q2 está polarizado por el CAG para conducir poca corriente, puesto que ahora trabaja cerca del corte. Por lo tanto, disminuye la caída de tensión a través de R2 y D1 queda polarizado en sentido directo. Es evidente que cuando D1 tiene polarización directa, su resistencia es muy pequeña y el diodo deriva la corriente de señal de la primera etapa de FI a masa. El resultado final es que se obtiene más amplio margen de control. No es posible aplicar CAG a la última etapa de FI, porque ésta trabaja a un nivel relativamente alto. En consecuencia, necesita polarización fija para trabajar siempre en clase A para evitar sobrecarga y con ella, la distorsión.

4.2 Filtrado de la alimentación

Ya se ha hecho mención del defecto llamado ruido de motor de canoa, provocado por la realimentación positiva desde una sección del receptor a otra. En muchos receptores, la batería que suministra tensión a los circuitos de colector puede tener suficiente impedancia interna para provocar el ruido. Téngase en cuenta que al envejecer, aumenta la impedancia interna de la batería. Por lo tanto, es necesario generalmente dotar al circuito de algún medio para disminuir la impedancia efectiva de la fuente de alimentación. Esto puede realizarse utilizando filtros RC de paso bajo entre la fuente de alimentación y las diferentes secciones del receptor. Se dice entonces que estas secciones están desacopladas, o aisladas. Haciendo referencia a la Fig. 4-2, R1 C1 es el filtro de desacoplamiento que aisla la etapa mezcladora con respecto a la fuente de alimentación. Las tensiones alternas encuentran mucha oposición para atravesar R1, pero pasan fácilmente a masa a través de C1. Análogamente, R2 C2 aisla la primera etapa de FI y R3 C3 la segunda. Refiriéndonos ahora a la Fig. 4-3, cuando los circuitos de colector están conectados a

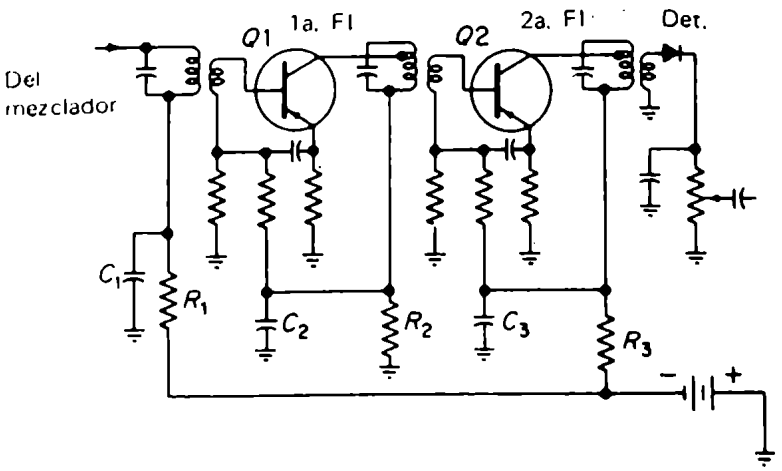


Fig. 4—2. Ejemplo de filtros RC de desacoplamiento.

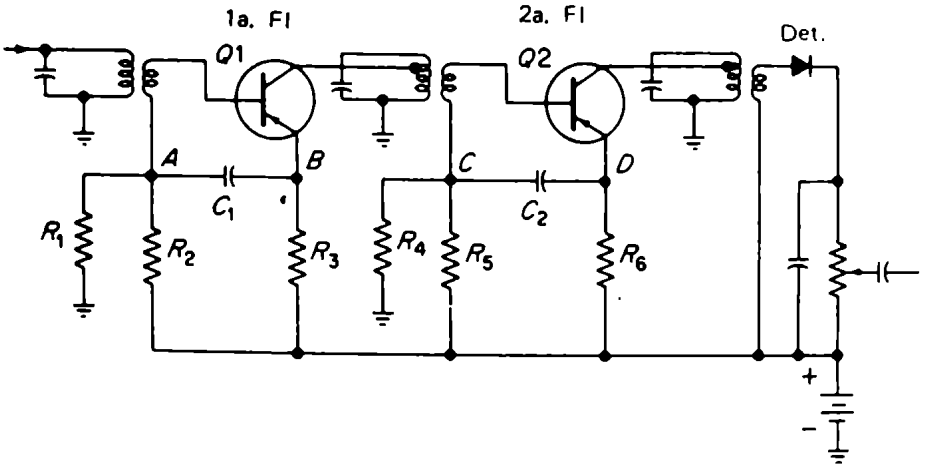


Fig. 4—3. Otro método de desacoplamiento de las etapas.

masa, los capacitores de paso de emisor sirven también como redes de desacoplamiento. Así, C1 deriva a R2 y R3 en la primera etapa de FI, y la señal del emisor vuelve a masa a través de R1, R2 y R3 en paralelo. El hecho fundamental es que C1 pone a los puntos A y B al mismo potencial alterno. Por lo tanto, la caída de tensión alterna que podría estar presente en los extremos de la batería no puede excitar a Q1, porque la señal presente en la línea de alimentación actuaría tanto en la base como en el emisor. Aplicando una señal simultáneamente a estos electrodos de un transistor, el resultado es su anulación. Todo lo dicho se aplica también a los resistores R4, R5 y R6 y al capacitor C2 de los circuitos de base y emisor de Q2. Obsérvese que la señal se aplica a la entrada de cada transistor de FI conectando el secundario de los transformadores a la base de cada transistor y a través de los capacitores C1 y C2 a los emisores respectivos. Si bien las combinaciones R1-R2-R3 y R4-R5-R6 producen cierta realimentación negativa, la disminución de la señal es poca, y en la práctica no se tiene en cuenta.

4.3 Características de trabajo de los receptores

Con referencia a la Fig. 4-1, la etapa de salida de audio, en clase B, suministra al altavoz una potencia de audio máxima de 150 miliwats. Este nivel de potencia es adecuado para los receptores portátiles. La ganancia de la etapa excitadora junto con la de salida de audio, es de 60 dB, aproximadamente. El diodo semiconductor D2 trabaja como detector y suministra la tensión del CAG. El amplificador de FI tiene una ganancia aproximada de 50 dB mientras que la ganancia de conversión es de unos 30 dB. Como que la detección por diodo supone una pérdida de ganancia de unos 30 dB, la ganancia total de este receptor es del orden de 110 dB. Obsérvese que la tensión radio frecuente del oscilador local se inyecta al emisor de Q1; se dice entonces que el conversor utiliza inyección por

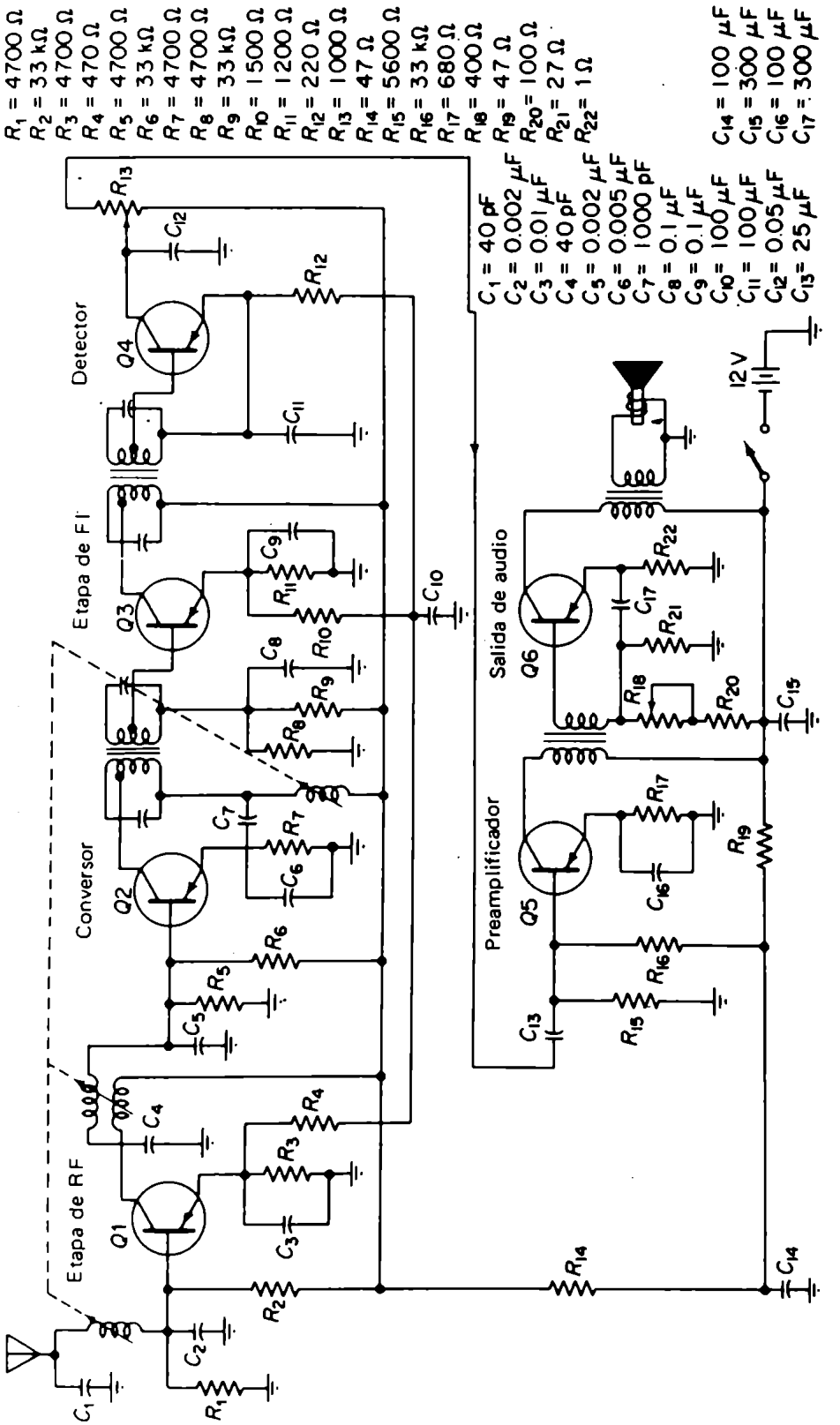


Fig. 4—4 Receptor para AM, con circuito más elaborado.

emisor. En el circuito oscilador, la realimentación se obtiene mediante la bobina llamada de reacción, que relaciona el colector y el emisor. Teniendo en cuenta el factor economía, este receptor utiliza altavoz con derivación en su bobina móvil, acoplamiento directo entre el detector y la etapa excitadora de audio y supresión completa de redes de desacoplamiento para raducir a un mínimo el número de componentes.

Analicemos ahora el circuito algo más elaborado que representa la Fig. 4-4. Este tiene etapa amplificadora de RF (preselectora), y la etapa de salida entrega 4 wats al altavoz. Es una disposición muy común en los receptores para automóvil. Obsérvese que las bobinas de RF y osciladora tienen sintonía por permeabilidad (inductiva). Para que el sintonizador sea resonante a las diferentes frecuencias, se regula la posición de núcleos de ferrita, en lugar de modificarse la capacitancia de capacitores variables. En el detector se emplea un transistor; proporciona una ganancia aproximada de 5 dB. Las etapas excitadora y amplificadora final de audio tienen una ganancia de unos 65 dB. La ganancia del amplificador de FI es, como máximo, de 30 dB y las etapas de RF y conversora proporcionan una ganancia aproximadamente de 55 dB. Por lo tanto, la ganancia total máxima del receptor es de 155 dB, aproximadamente.

El colector de Q4 (Fig. 4-4) está conectado al cursor del control de volumen. Esta disposición reduce la resistencia de la carga del colector cuando se disminuye el volumen; la ventaja de esta variante es una mayor gama dinámica del detector (no se sobrecarga con señales intensas). El resistor R18 controla la polarización de Q6; es un ajuste de mantenimiento, no siendo control de funcionamiento. Si hubiera que sustituir a Q6, R18 necesitará probablemente un reajuste. La polarización proveniente del CAG se aplica al transistor de RF y al de la etapa final de FI. El filtro del CAG está formado por R12 y C10. La mayor parte de la tensión del CAG se aplica a la etapa de RF, que realiza el 80 % del control de ganancia. Se emplea CAG inverso, y durante la recepción de señales muy intensas, la etapa de RF puede dejar por completo de trabajar. Sin embargo, en estas condiciones hay algo de transferencia desde la entrada a la salida de Q1, porque no se emplea circuito de neutralización. Las capacitancias de juntura del transistor dejan pasar algo de señal aunque el transistor no conduzca.

4.4 Transistores de efecto de campo

Los transistores de efecto de campo tienen ventajas, en varias aplicaciones, sobre los transistores bipolares. Si bien el aspecto exterior de un transistor de efecto de campo (acostumbra abreviarse "FET") es como el de un transistor bipolar, sus características y fabricación son diferentes. La diferencia principal del transistor de efecto de campo es el valor extremadamente alto de su impedancia de entrada, que lo hace comparable, en este aspecto, a una válvula electrónica. La Fig. 4-5 representa el circuito de un amplificador de audio de dos etapas con transistores de efecto de campo. Sus terminales reciben los nombres de puerta (o compuerta),

surtidor (o fuente) y drenador (o drenaje). Corresponden, respectivamente, a la base, emisor y colector de los transistores bipolares. Como que la impedancia de entrada de los transistores de efecto de campo es muy elevada, en el circuito de la Fig. 4-5 los capacitores de acoplamiento (C1 y C3) son de poco valor. También resultan adecuados capacitores relativamente pequeños para el desacoplamiento. Se emplean valores bastante elevados en la resistencia de carga de drenador, obteniéndose así mayor ganancia. Obsérvese que se emplea auto-polarización, proporcionada por los resistores de surtidor.

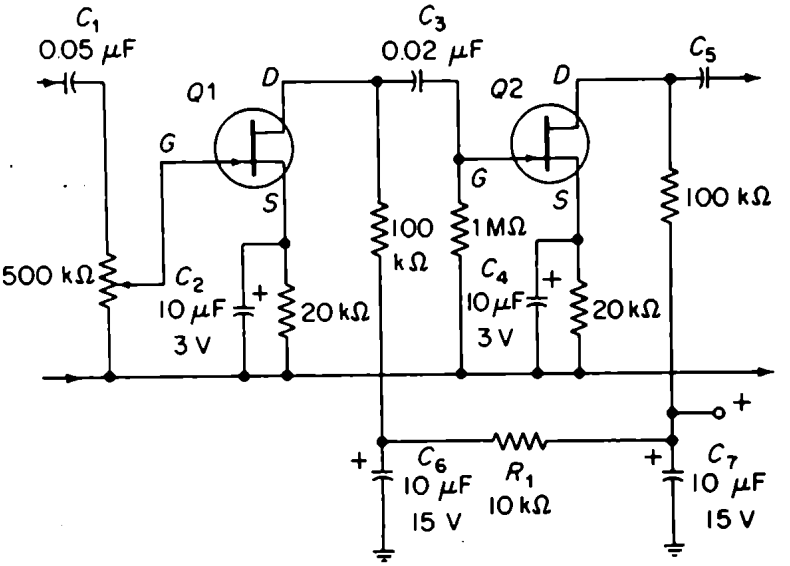


Fig. 4—5. Amplificador de audio de dos etapas con transistores de efecto de campo.

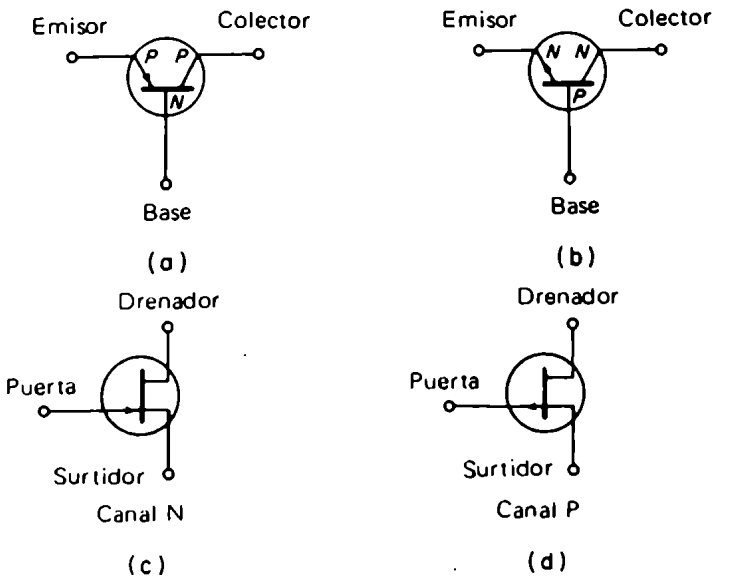


Fig. 4—6. Comparación entre los símbolos de transistores bipolares y unipolares: (a) transistor bipolar PNP (de juntura); (b) transistor bipolar NPN (de juntura); (c) transistor unipolar de canal N (juntura-puerta); (d) transistor unipolar de canal P (juntura-puerta).

Los transistores de efecto de campo de la Fig. 4-5 son del tipo denominado de juntura ("JFET"); así como los transistores de juntura se los denomina también transistores bipolares, a los de efecto de campo se los llama unipolares. Los transistores bipolares se agrupan en tipo PNP y

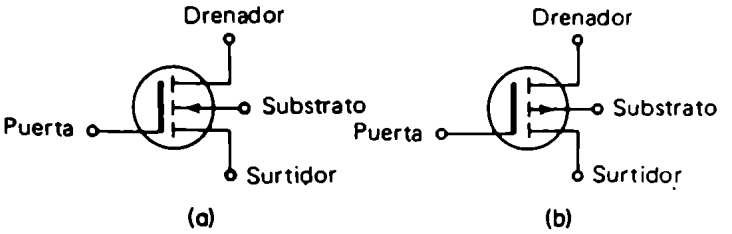


Fig. 4—7. Símbolos de transistores del tipo MOSFET: (a) de canal N; (b) de canal P.

tipo NPN. Los transistores unipolares pueden ser del tipo de canal P o del tipo de canal N. En la Fig. 4-6 vemos la comparación entre los símbolos de los transistores bipolares y de los unipolares. Además del transistor de efecto de campo de juntura, existe otro tipo, llamado transistor de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor ("MOSFET"), el cual se utiliza mucho. El transistor del tipo MOSFET tiene como puerta un electrodo metálico, eléctricamente aislado del substrato semiconductor mediante una delgada capa de dióxido de silicio (anhídrido silícico, SiO_2). Los transistores MOSFET pueden ser de canal N o de canal P. En la Fig. 4-7 pueden verse los símbolos correspondientes a estos dos tipos de transistores.

Los transistores MOSFET se subdividen en dos tipos diferentes: de modo de enriquecimiento y de modo de empobrecimiento. El MOSFET de modo de enriquecimiento se bloquea (no hay conducción entre surtidor y drenador) a menos que la puerta esté polarizada en sentido directo. O sea, que deja de conducir en ausencia de polarización. En cambio, el MOSFET del tipo de modo de empobrecimiento conduce sin polarización, y la conducción aumenta cuando tiene polarización en sentido directo. Para bloquearlo (que no conduzca) es necesario aplicarle suficiente polarización inversa. Los transistores de la Fig. 4-7 son de una sola puerta. Hay también transistores MOSFET de puerta doble, cuyas ventajas son importantes, en ciertas aplicaciones. en la Fig. 4-8 se representa el símbolo de un transistor MOSFET de empobrecimiento, canal N y de doble puerta. Este transistor se bloquea aplicando suficiente polarización inversa, con respecto al

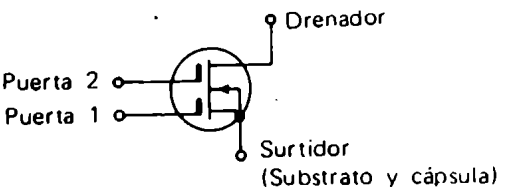


Fig. 4—8. Símbolo de transistor MOSFET de doble puerta, canal N.

surtidor, a una de las puertas. Más adelante se explicará con más detalle el funcionamiento de los transistores MOSFET de doble puerta.

El inconveniente práctico principal de los transistores MOSFET es la susceptibilidad a sufrir deterioros a causa de la electricidad estática,

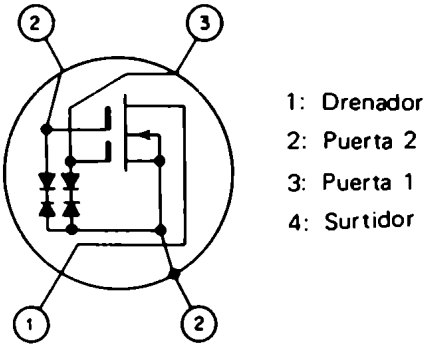


Fig. 4—9. Símbolo de transistor MOSFET de doble puerta protegida.

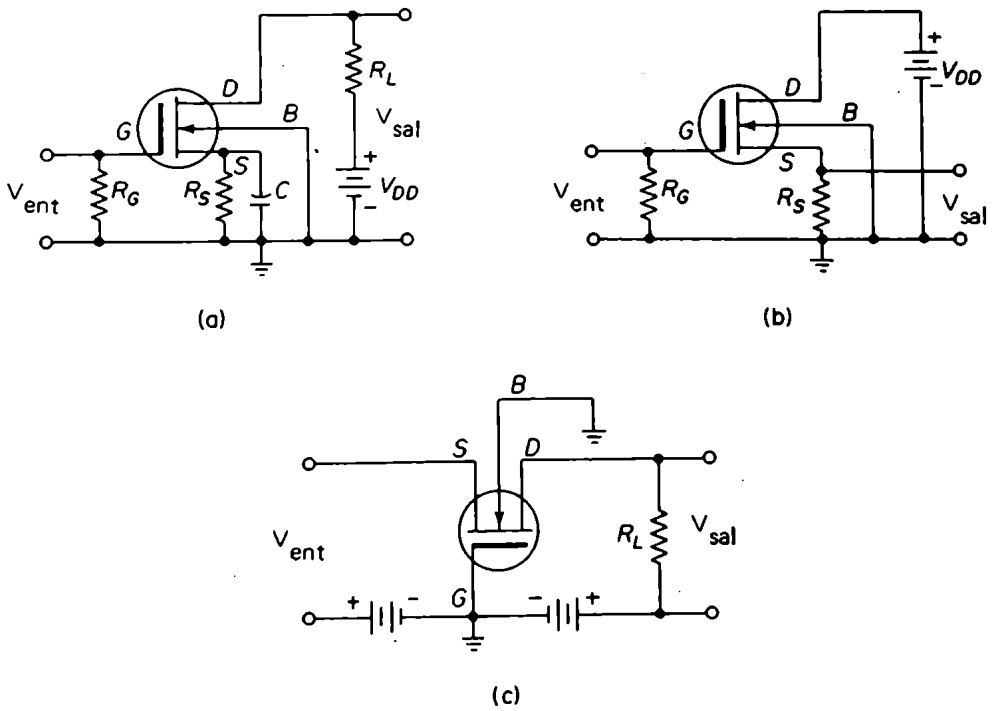


Fig. 4—10. Configuraciones fundamentales de amplificadores con transistor del tipo MOSFET: (a) fuente común; (b) drenador común; (c) puerta común.

cuando no están conectados a un circuito. Se debe a que la impedancia de entrada del MOSFET es extremadamente elevada y puede romperse fácilmente la aislación entre la puerta y el substrato a causa de la electricidad estática. Por lo tanto, es necesario conectar en corto circuito

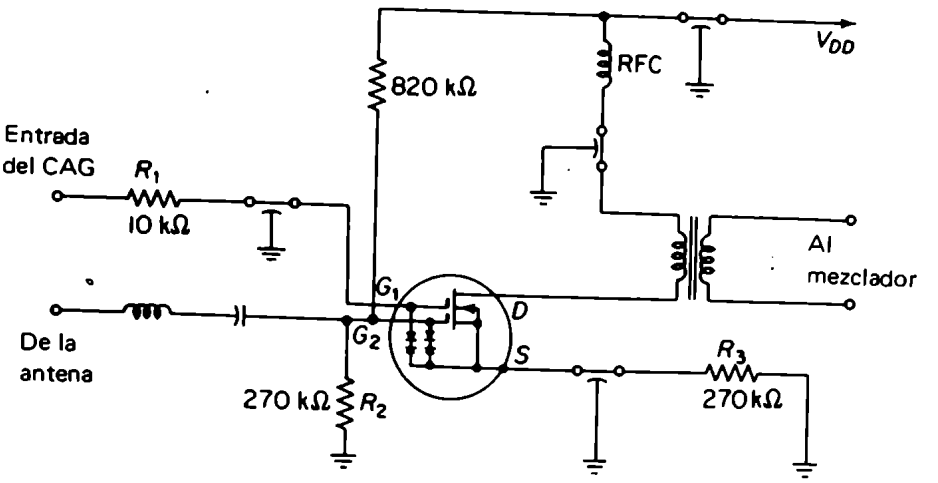


Fig. 4—11. Amplificador de RF con transistor MOSFET.

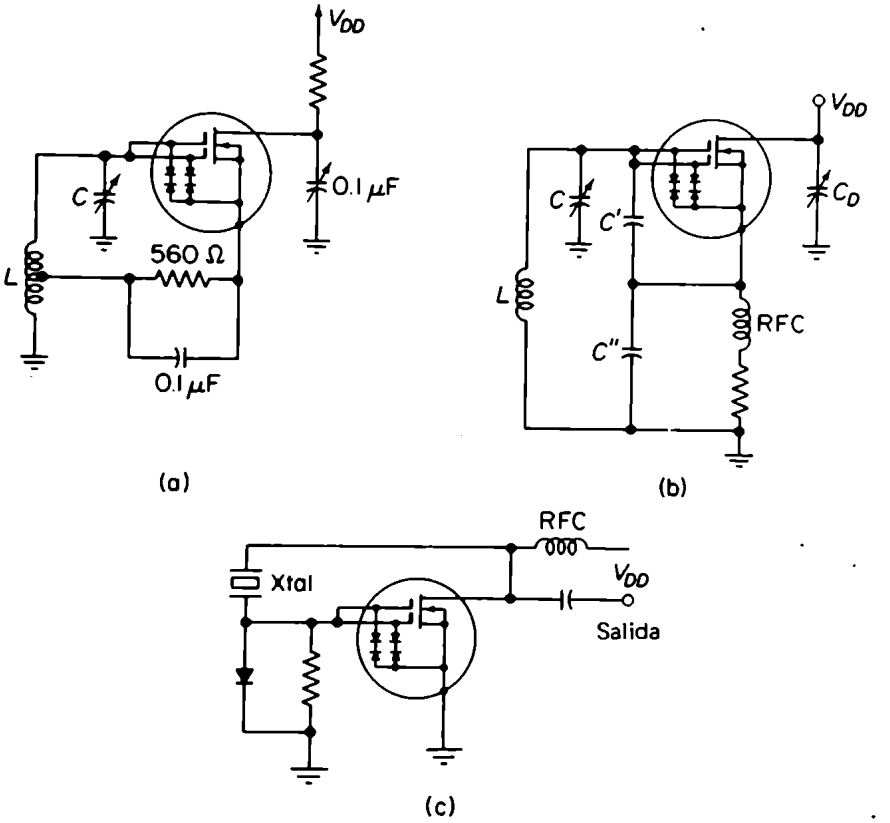


Fig. 4—12. Circuitos osciladores con transistor MOSFET: (a) oscilador Hartley; (b) oscilador Colpitts; (c) oscilador con cristal.

puerta y surtidor al manipular transistores del tipo MOSFET. Este inconveniente no existe en los transistores MOSFET de puerta protegida. La protección se logra incorporando a su estructura diodos zener conectados en oposición. En la Fig. 4-9 puede verse el esquema de un transistor

MOSFET de doble puerta, con protección, de canal N y modo de empobrecimiento. Los diodos zener conducen cuando el potencial entre puerta y surtidor es superior a 10 volts. Obsérvese que un MOSFET de doble puerta puede utilizarse como de puerta sencilla, conectando entre sí las dos puertas. En la Fig. 4-10 se han representado las tres configuraciones básicas del transistor MOSFET trabajando como amplificador; son las de surtidor común, drenador común y puerta común.

En la Fig. 4-11 se representa un circuito amplificador básico, de RF, que emplea el transistor MOSFET. Se utiliza uno del tipo de doble puerta, con protección, en configuración de surtidor común. La señal de RF entra a la puerta 2, aplicándose tensión de CAG a la puerta 1. Estando colocada entre la puerta 2 y el drenador, la puerta 1 hace de blindaje disminuyendo la capacitancia interelectródica entre la puerta 2 y el drenador. De esta manera la etapa de RF trabaja con estabilidad sin necesidad de neutralización. Además de la polarización debida al CAG, el resistor R3 también proporciona polarización. En la Fig. 4-12 vemos circuitos osciladores con transistor MOSFET, más estables que cuando se emplean transistores del tipo JFET o bipolares. En estos circuitos las puertas están conectadas entre sí, por lo tanto los transistores MOSFET se comportan como si tuvieran una sola puerta.

4.5 Circuitos integrados

Los circuitos integrados pueden tener el aspecto de transistores con mayor número de terminales, o pueden tener la forma de encapsulado plano, como se ilustra en la Fig. 4-13. Los circuitos integrados son dispositivos

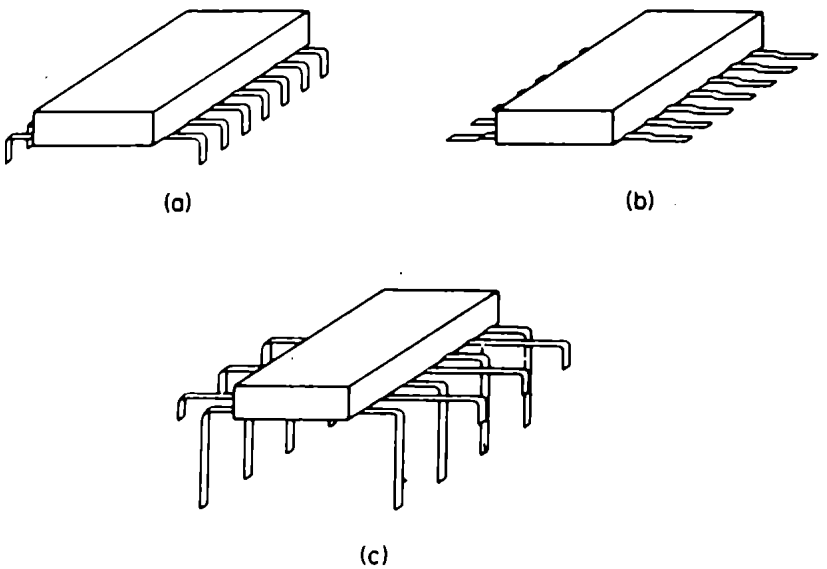


Fig. 4—13. Circuitos integrados con encapsulado plano: (a) terminales en línea, para montaje en plaqueta: (b) terminales en línea, para montaje en superficie; (c) terminales en grupos de cuatro, para montaje en plaqueta.

semiconductores más complejos que los transistores comunes. Un circuito integrado (CI) puede contener un conjunto de transistores, diodos, capacitores y resistores, todo en miniatura, formando circuitos conocidos. En la Fig. 4-14 se representa el símbolo de un circuito integrado; el triángulo indica que su función básica es de amplificar, habiéndose identificado los terminales (14 en este ejemplo). En la Fig. 4-15 puede verse el circuito interno de un amplificador con CI. Obsérvese que puede dividirse en cinco bloques funcionales, que comprenden amplificador separador, regulador de tensión, amplificador diferencial, excitador, y etapa de salida. Todos ellos

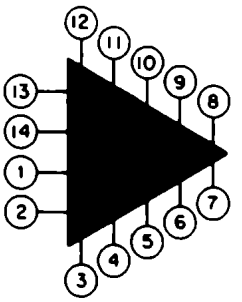


Fig. 4—14. Símbolo de un circuito integrado con sus terminales numerados.

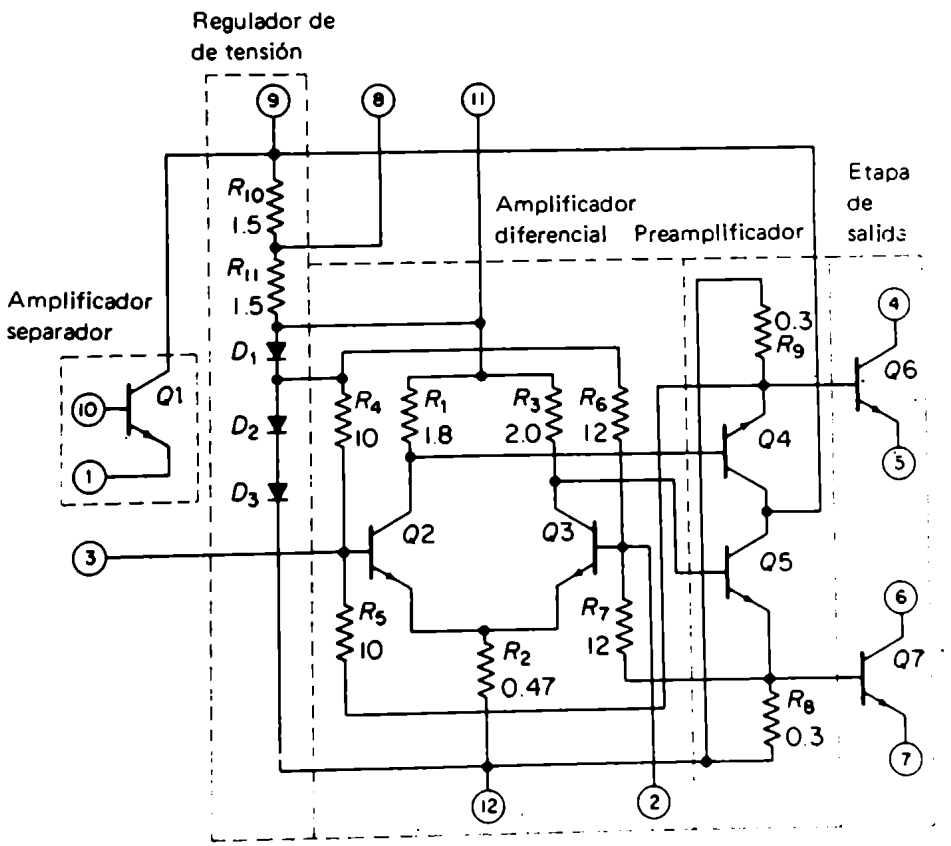


Fig. 4—15. Circuito interno de un amplificador con circuito integrado.

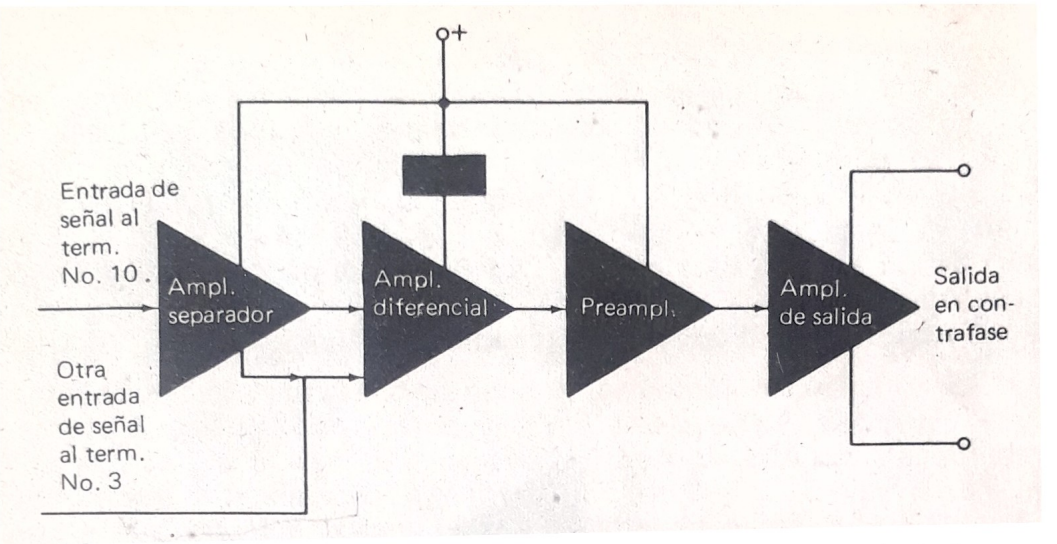


Fig. 4—16. Diagrama funcional en bloques del circuito integrado de la Fig. 4—15.

emplean acoplamiento directo (por corriente continua); para obtener estabilidad en condiciones de variación de temperatura, se emplean dos transistores en lugar de uno, en configuración de amplificador diferencial.

Como puede apreciarse en la Fig. 4-15, el amplificador diferencial está formado por Q2 y Q3 con el resistor común de emisor R2. Cuando se aplica una señal sencilla (diferencias de tensión entre dos puntos) a la base de Q2, se produce una caída de tensión manifestada en los extremos de R2 que se aplica al emisor de Q3. En los colectores de Q2 y Q3 se obtiene

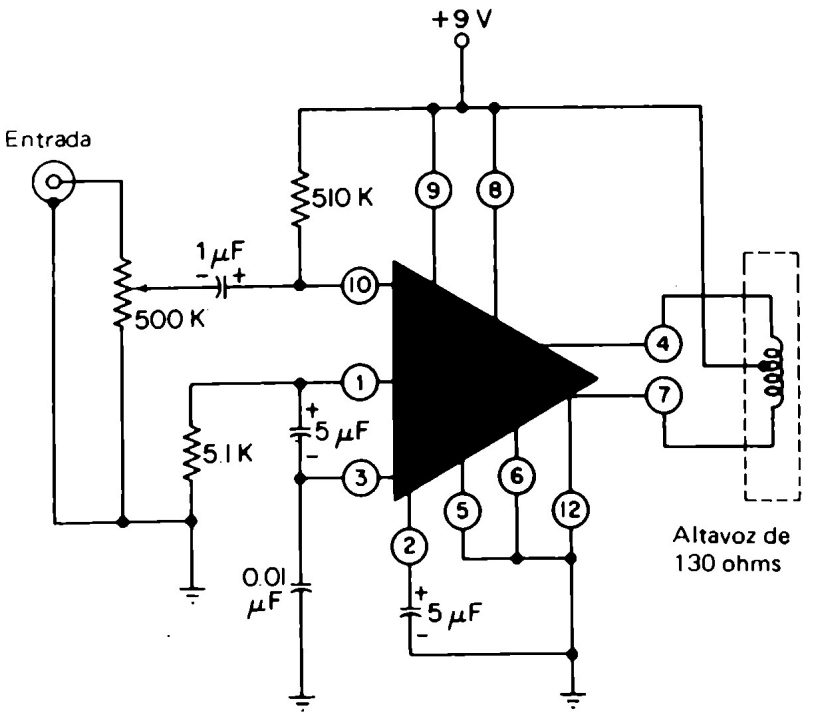


Fig. 4—17. Amplificador con circuito integrado que corresponde al esquema de la Fig. 4—15.

una señal de salida, en contrafase. Si aumenta la temperatura, aumenta la circulación de corriente a través de Q2 y Q3. Sin embargo, R2 proporciona considerable realimentación negativa, que tiende a estabilizar nuevamente a la etapa. Además, todo aumento de corriente influye por igual sobre Q2 y Q3, dando por resultado que siempre haya tensión cero entre los colectores cuando no hay señal. Véase ahora el diagrama en bloques funcionales del circuito integrado. El regulador de tensión, formado por los diodos D1, D2 y D3 y los resistores R10 y R11, suministra tensiones continuas exactamente controladas al amplificador diferencial, por lo que se mantiene el trabajo en clase B de la etapa de salida sobre un amplio margen de temperaturas.

El amplificador diferencial trabaja en clase A, siendo los transistores excitadores Q4 y Q5 seguidores de emisor que proporcionan ganancia de corriente adaptando las impedancias de entrada de los transistores de

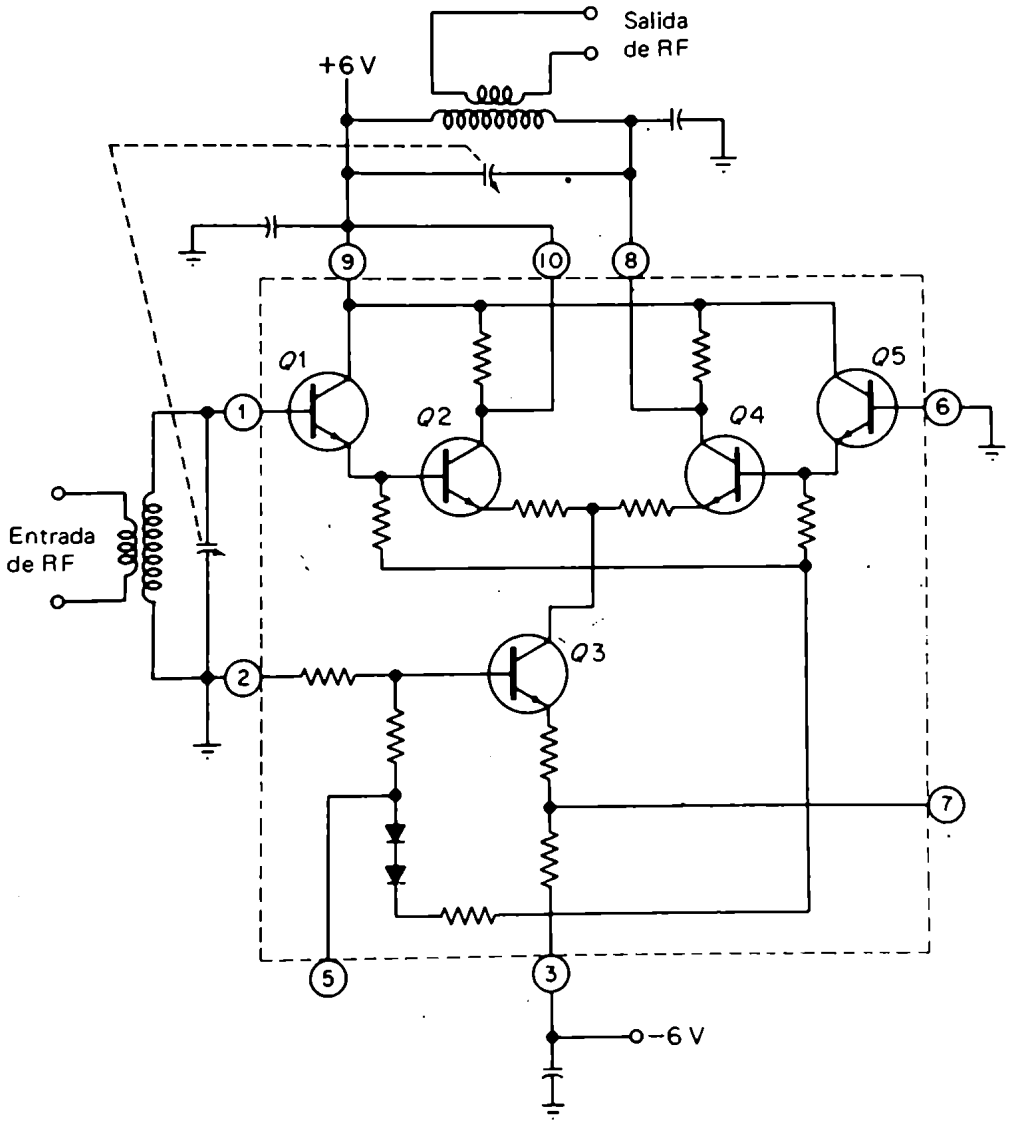


Fig. 4—18. Amplificador de radio frecuencia sintonizada con circuito integrado.

salida Q6 y Q7. Estos transistores son de potencia, y pueden proporcionar máximos instantáneos de corriente superiores a 0,25 amperes. La Fig. 4-17 representa cómo se conectan los terminales del CI de la Fig. 4-15 a componentes externos para su aplicación como amplificador de audio. Esta disposición proporciona una salida de 300 miliwats con una señal de entrada de 45 milivolts. La impedancia de entrada del CI es de 50.000 ohms y la carga de salida está formada por un altavoz de 130 ohms, con derivación en la bobina móvil. Sin señal de entrada, la corriente de reposo del amplificador es de 24 miliamperes. Aunque ajustando para disminuir la corriente de reposo puede mejorarse la eficacia, aumentaría la distorsión por cruce. Este amplificador con CI se utiliza en receptores de radio de AM y también en reproductores de cinta, grabadores e intercomunicadores.

En la Fig. 4-18 vemos la utilización de un CI como amplificador sintonizado de RF. Los transistores Q2 y Q3 forman un amplificador diferencial; Q1 y Q5 son seguidores de emisor, que excitan al amplificador diferencial. Estos seguidores de emisor proporcionan alto valor de impedancia de entrada, aproximadamente 100.000 ohms y la amplificación de corriente para la excitación de Q2 y Q4. El circuito de salida se conecta entre los colectores de Q2 y Q4. La ganancia obtenida es de 30 dB, aproximadamente. Obsérvese que la función de Q3 es regular el consumo de corriente de Q2 y Q4; si aumenta la corriente que pasa por Q2, disminuye la que circula por Q4, y viceversa. Los diodos estabilizan la polarización de Q3 con respecto a las variaciones de temperatura. El amplificador de RF no necesita neutralización porque es muy baja la capacitancia entre el circuito de entrada y el de salida.

4.6 Procedimientos de reparación

La prueba de los transistores de efecto de campo es algo diferente de las que se llevan a cabo con los transistores bipolares. Los transistores de efecto de campo necesitan tres pruebas fundamentales: en primer lugar, hay que determinar si el dispositivo es de juntura o del tipo metal-óxido-semiconductor; en segundo lugar, debe comprobarse si es de canal N o de canal P; y finalmente, en el caso de un MOSFET, hay que saber si es del tipo de enriquecimiento o de empobrecimiento. Como se hizo observar anteriormente, los transistores MOSFET comunes deben protegerse contra el daño causado por la electricidad estática cuando no están conectados a un circuito. Siempre hay que desconectar la alimentación antes de insertar o retirar unn transistor del circuito. Debe conectarse a masa la punta del soldador para eliminar la posibilidad de dañar al transistor por la corriente de pérdida. También es prácticamente conveniente asegurarse que el cuerpo de la persona que manipula el transistor MOSFET está a potencial de tierra. Ya sabemos que tratándose de un transistor de efecto de campo de juntura o bien un MOSFET de puerta protegida, no son necesarias estas precauciones.

Un transistor JFET (de juntura, de efecto de campo) puede probarse mediando el óhmetro de un multímetro en escala R x 10 ohms. En el caso

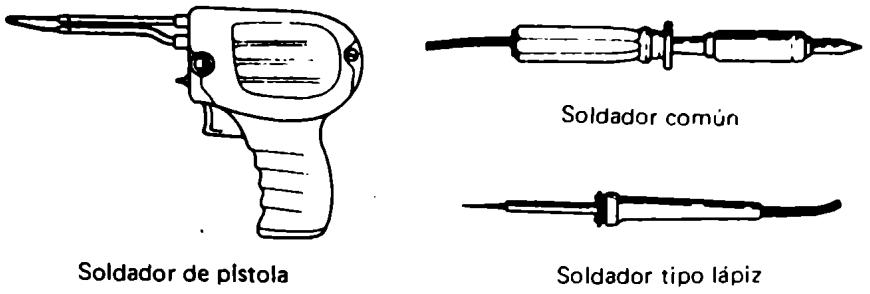


Fig. 4—19. Diferentes tipos de soldadores.

de un transistor de canal N, se obtiene la resistencia en sentido directo cuando se aplica la punta de prueba negativa a la puerta y la positiva al drenador o al surtidor. Para probar un dispositivo de canal P, debe invertirse la polaridad de las puntas de prueba. La resistencia inversa se determina cuando se conecta la punta de prueba positiva del óhmetro a la puerta y la negativa al drenador o al surtidor, si el dispositivo es de canal N. La polaridad habrá de ser contraria para un transistor de canal P. La resistencia inversa de un transistor JFET ha de ser prácticamente infinita. De lo contrario, tiene pérdidas o está en corto circuito. No tiene objeto medir la resistencia de un transistor JFET entre drenador y surtidor, puesto que la indicación será la misma, cualquiera que sea la polaridad con que se efectúe la prueba. Los transistores MOSFET pueden probarse mediante un óhmetro con escala alta. Deberá medirse resistencia prácticamente infinita entre puerta y surtidor (o drenador) cualquiera que sea la polaridad de las puntas de prueba. De lo contrario, el transistor tiene pérdidas o está en corto circuito. (Como se hizo observar anteriormente, deben evitarse las cargas de electricidad estática).

Muy frecuentemente los transistores se sueldan a plaquetas de circuito impreso. Las operaciones de soldar y desoldar exigen que la punta del soldador esté bien estañada (véase la Fig. 4-19). Téngase en cuenta que las plaquetas de circuito impreso pueden dañarse fácilmente, y que los transistores pueden inutilizarse al calentarse excesivamente. Por lo tanto, se necesita fijar un disipador de calor en el terminal del transistor, entre la soldadura y la cápsula, antes de calentar. Una pinza cocodrilo de tamaño

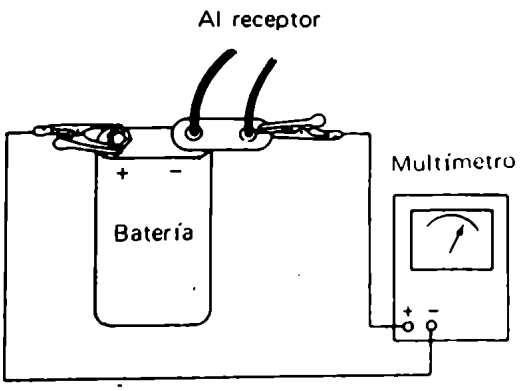


Fig. 4—20. Medición de la corriente consumida por un receptor con transistores.

pequeño puede utilizarse a veces como disipador de calor. Es muy importante utilizar un soldador que no tenga pérdidas; conectando el cuerpo del soldador a una cañería de agua fría, incluso los transistores MOSFET sin puerta protegida pueden soldarse sin temor. Al trabajar con unidades compactas, se necesitarán herramientas de tamaño pequeño, tales como alicates, pinzas y pinzas de corte. La inspección del trabajo se facilita mediante una lupa montada en un soporte regulable.

En las especificaciones de los receptores se indica a veces el consumo de corriente sin señal de entrada. Esta medición puede hacerse fácilmente con un miliamperímetro conectado como indica la Fig. 4-20. Si la lectura es demasiado alta, probablemente el inconveniente se debe a algún capacitor de desacoplamiento con pérdida o en corto circuito. En cambio, si el consumo es muy poco, podría haber algún transistor en circuito abierto o cortado algún conductor del circuito de corriente continua en alguna de las etapas. Y si no circulara corriente, el defecto podría estar en algún conductor interrumpido en el sistema de alimentación. Por ejemplo, podría estar en malas condiciones el interrumptor de puesta en marcha. Consideremos ahora la medición de la corriente de colector de un transistor. En muchos casos, puede medirse la caida de tensión en el resistor en serie del circuito de colector (o de emisor), calculándose la corriente por la ley de Ohm. Bajo el punto de vista práctico, la corriente de emisor es igual a la de colector.

Si no es posible medir la caída de tensión en un resistor para calcular la corriente de colector, puede cortarse mediante una hoja de afeitar la conexión de la plaqueta del circuito impreso que hace contacto con el colector del transistor. Al quedar abierto el circuito, puede medirse la corriente haciendo puente entre los extremos de la conexión cortada mediante las puntas de prueba del instrumento. Luego se establece la conexión mediante una pequeña gota de soldadura. Si en el circuito hay resistor de emisor y éste se hubiera cortado al medir la tensión de emisor podría hallarse un valor muy próximo al especificado en el manual del receptor. Esta posibilidad, tal vez inesperada, se debe a que la resistencia interna del voltímetro está sustituyendo a la del resistor de emisor que se había abierto. En este caso, la comprobación mediante el óhmetro solucionará la dificultad.

Si la corriente de colector es superior o inferior en más de un 50 % con relación al valor especificado, podrá haber algún defecto en la red de polarización del transistor. En el caso de etapas controladas por CAG, es necesario medir tensiones y corrientes en las condiciones especificadas en el manual. Los valores de tensión continua se dan generalmente en condición sin señal de entrada. Téngase en cuenta que al cortar el conductor para el emisor en la plaqueta de circuito impreso podría alterarse la polarización; la resistencia interna del miliamperímetro modificaría notablemente las relaciones de tensión en la red de polarización. Es muy conveniente utilizar un instrumento alimentado mediante batería interna siempre que el retorno a masa del mismo deba conectarse a un punto del circuito cuya tensión esté por encima de dicho nivel de masa. Si se trabajara con un instrumento alimentado por la red, podrían inutilizarse los transistores a causa de la corriente de retorno a masa del instrumento.

Al hallar un transistor defectuoso, puede sustituirse por otro exactamen-

te igual o bien de características análogas. Indudablemente, un transistor PNP deberá sustituirse siempre por otro PNP. No puede ponerse un transistor de silicio en lugar de otro de germanio a menos que se modifique el circuito de polarización del mismo. Y por supuesto, un transistor bipolar no podrá reemplazarse por un transistor unipolar. Obsérvese que hay transistores con características similares, excepto la frecuencia nominal. Todo transistor tiene especificada su frecuencia de corte alfa; quiere decir que trabajará satisfactoriamente mientras la frecuencia sea inferior a la indicada. Por ejemplo, un transistor puede tener una frecuencia de corte alfa de 100 kHz, mientras que en otro parecido podría ser de 2 MHz. Por lo tanto, el primer transistor trabajará satisfactoriamente en una etapa de audio, pero no lo hará en una etapa de FI de 455 kHz ni en una etapa de RF de 1,5 MHz. En cambio, el transistor con frecuencia de corte alfa de 2 MHz trabajará perfectamente en la etapa de RF, de FI o de AF.

Ya sabemos que los transmisores pueden ser de baja potencia (poca señal), potencia media y alta potencia. Un transistor para poca señal se calentará y trabajará mal si se utilizara para reemplazar a un transistor de potencia media. Los transistores de alta potencia, o simplemente, de "potencia", no deben trabajar fuera del disipador de calor correspondiente. Hay dos tipos principales de disipadores como se ve en la Fig. 4-21. A veces el chasis metálico hace de disipador, o bien puede fijarse al transistor a un disipador de fundición, con aletas, para aumentar la superficie de irradiación del calor. Otro tipo de disipador tiene forma cilíndric., adaptándose a la cápsula tipo TO-5, como se ve en la Fig. 4-21. Conviene aplicar grasa siliconada entre el transistor y la superficie de contacto con el disipador, para favorecer la transferencia de calor.

Al sustituir un transistor de potencia, obsérvese si hay algún control para el ajuste de la polarización base-emisor. Generalmente existe este control cuando no se emplea termistor como regulador de polarización. El control de polarización se dispondrá al principio para dar la máxima

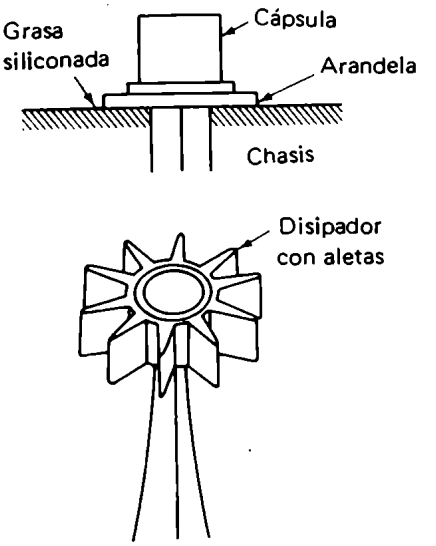


Fig. 4—21. Dos tipos de disipadores de calor.

tensión. Una vez aplicada la alimentación, se regulará la polarización hasta obtener el valor indicado en el manual. Los transistores de potencia pueden inutilizarse fácilmente haciéndolos trabajar con polarización inferior a la normal. En cambio, un exceso de polarización no hará sino

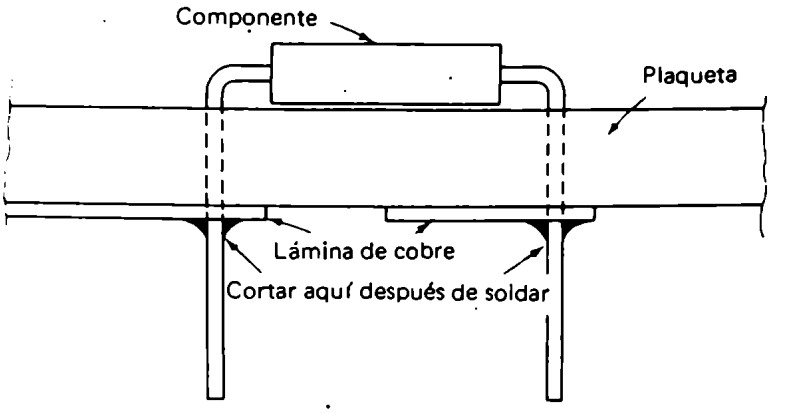


Fig. 4—22. Montaje de un componente de una plaqueta de circuito impreso.

disminuir la salida y producir distorsión. Como precaución, al encontrar quemado un transistor cuando en el circuito hay capacitor de acoplamiento, compruébese primero el capacitor antes de sustituir el transistor. La destrucción del transistor podría haber sido provocada por las pérdidas del capacitor y el nuevo transistor también se quemaría al no reemplazar el capacitor.

Hay dos métodos para retirar y reemplazar componentes en las plaquetas de circuito impreso. El primero consiste en desoldar el componente defectuoso y tirar de los terminales, extrayéndolos de la plaqueta. El nuevo componente se instala introduciendo sus terminales en los orificios donde estaba el anterior, soldando y cortando el sobrante de longitud de los terminales, como se ve en la Fig. 4-22. Es muy útil un desoldador con dispositivo de succión para quitar de los orificios de la plaqueta la soldadura fundida. El otro procedimiento consiste en no desoldar el componente defectuoso, sino cortar los terminales junto al mismo. El nuevo componente se suelda a los pequeños salientes que quedaron al cortar el anterior. Hay herramientas especiales para envolver en forma helicoidal el extremo de los terminales, facilitando la soldadura.

Hay veces que en la plaqueta se quema cierta longitud de conductor al ponerse en corto circuito un capacitor. En tal caso, no siempre es necesario cambiar la plaqueta, porque mediante una porción de alambre aislado, soldado a los extremos de la sección quemada, se puede restablecer el circuito. Este alambre aislado podrá disponerse en la cara superior o en la inferior de la plaqueta, según convenga. Si bien habrá desmejorado el aspecto de la plaqueta, el circuito trabajará normalmente, siempre que la nueva conexión no esté dispuesta de modo que permita realimentación en un circuito de alta frecuencia, por ejemplo. En un circuito crítico, conviene doblar el alambre para seguir la forma del conductor primitivo,

cementándolo a la plaqueta. Cuando en un circuito de alta frecuencia se sustituya un transistor, podrá ser necesario reajustar el capacitor de neutralización. Un procedimiento práctico consiste en sustituir el capacitor de neutralización por un par de alambres aislados que se retorcerán entre sí hasta lograr la capacitancia necesaria para la neutralización.

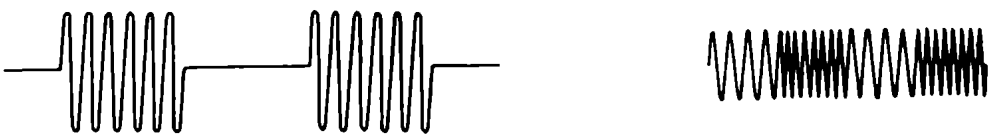
A los principiantes llama la atención la diferencia de relación entre la resistencia directa e inversa de las junturas semiconductoras, cuando se prueban mediante un óhmetro, utilizando diferentes escalas. Se debe esta diferencia en las lecturas a que las junturas semiconductoras no son resistencias lineales, sino que la circulación de corriente (que determina la lectura) depende de la tensión aplicada: la resistencia de la juntura varía según la tensión. Las diferentes escalas del óhmetro aplican tensiones diferentes a la juntura; además, óhmetros diferentes pueden trabajar también con tensiones diferentes. Así pues, la resistencia directa de un diodo podría ser de 90 ohms en escala R x 1 de un óhmetro, y de 120 ohms en la escala también R x 1 de otro óhmetro. Si hay alguna duda acerca de las lecturas obtenidas, lo mejor es hacer una comparación con otro dispositivo en buenas condiciones.

Circuitos para Receptores de Radiodifusión de FM

5.1 Consideraciones generales

Los circuitos de los receptores de FM son parecidos, en muchos de sus aspectos, a los empleados en AM, si bien tienen ciertas características fundamentales diferentes. Estas diferencias se deben a la clase de señal con que deben trabajar. La Fig. 5-1 representa una portadora modulada en amplitud por una onda cuadrada, y otra portadora también modulada por una onda cuadrada, pero no en amplitud, sino en frecuencia. Es evidente que la onda modulada en frecuencia no se puede demodular mediante un detector para AM. Por lo tanto, se deberá emplear otro detector para recuperar la onda moduladora original cuando la portadora está modulada en frecuencia. Otra distinción fundamental entre ondas moduladas por FM y por AM consiste en que la onda moduladora de la señal de FM contiene audio frecuencias relativamente elevadas. Quiere decirse que los circuitos de FM trabajan con un ancho de banda considerablemente mayor que los circuitos de AM de los receptores de la banda común de radiodifusión. Como veremos con mayor detalle más adelante, la señal de FM es menos ruidosa que la señal de AM. También encontraremos otras diferencias entre las dos clases de señales al ir progresando en su estudio.

En la Fig. 5-2 vemos la comparación, mediante diagramas en bloques, de un receptor para FM y otro para AM; ambos son superheterodinos. En su aspecto funcional, son análogos, pues la señal que se recibe es heterodina



(a) (b)

Fig. 5—1. Comparación entre la modulación de amplitud y la modulación de frecuencia: (a) portadora modulada en amplitud por una onda cuadrada; (b) portadora modulada en frecuencia por una onda cuadrada.

para formar la frecuencia intermedia, se demodula y pasa luego por el amplificador de audio para entrar finalmente en el parlante. Sin embargo, los detalles técnicos de la detección de FM son muy diferentes de los que requiere la detección de AM. En la Fig. 5-3 se detalla el ancho de banda necesario en la etapa de RF, en la mezcladora y en la FI. Vemos que la señal de entrada tiene un ancho de banda de 150 kHz (15 veces el ancho de un canal de AM) y todos los circuitos sintonizados del receptor de MF deben tener una respuesta razonablemente uniforme sobre el canal de 150 kHz. Obsérvese que el espectro de frecuencias para la radiodifusión por FM abarca desde 88 hasta 108 MHz, cabiendo en él 200 canales.

No es frecuente la interferencia entre estaciones de radiodifusión de FM por dos razones. En primer lugar, no es mucho el alcance de la transmisión en la región de 100 MHz por la falta de reflexión en la ionósfera. Segundo, los detectores de FM presentan un efecto característico, consistente en que al recibir dos estaciones trabajando con la misma frecuencia portadora, la señal más intensa borra por completo la señal más débil. Los detectores de

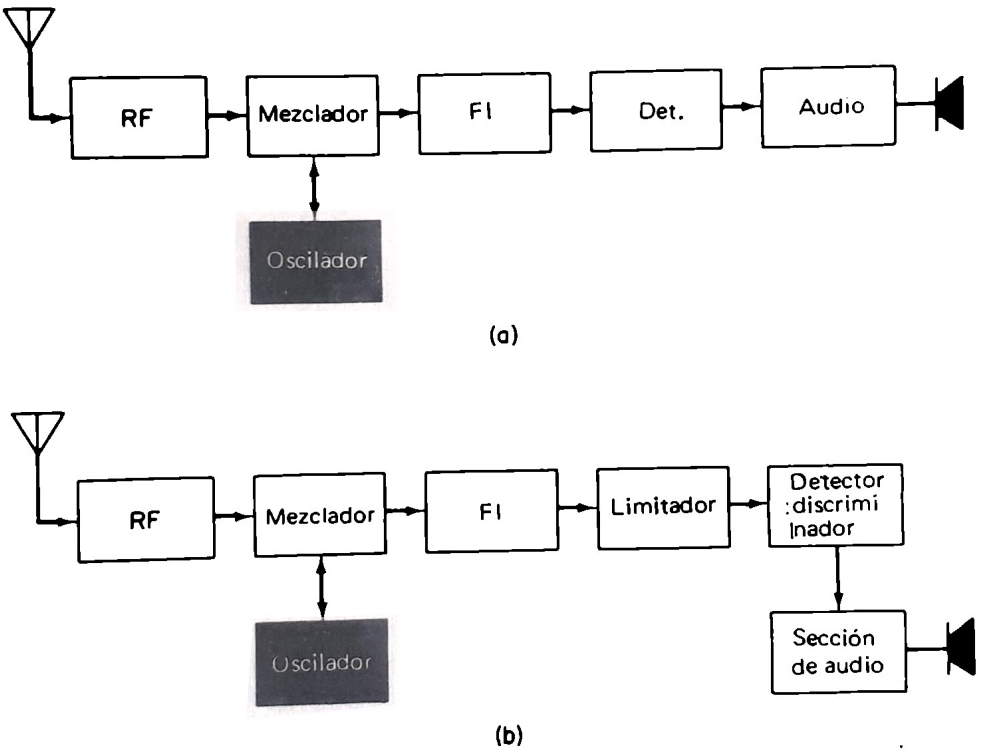


Fig. 5—2. Diagramas en bloques de comparación entre receptores para modulación de amplitud y de frecuencia: (a) disposición de un receptor para AM; (b) disposición de un receptor para FM.

AM no tienen esta particularidad. Los detectores-limitadores de FM suprimen también toda señal de AM que pudiera acompañar a la señal de FM. A esta supresión se debe la inmunidad del receptor de FM a las perturbaciones producidas por parásitos y estáticos. La mayoría de los

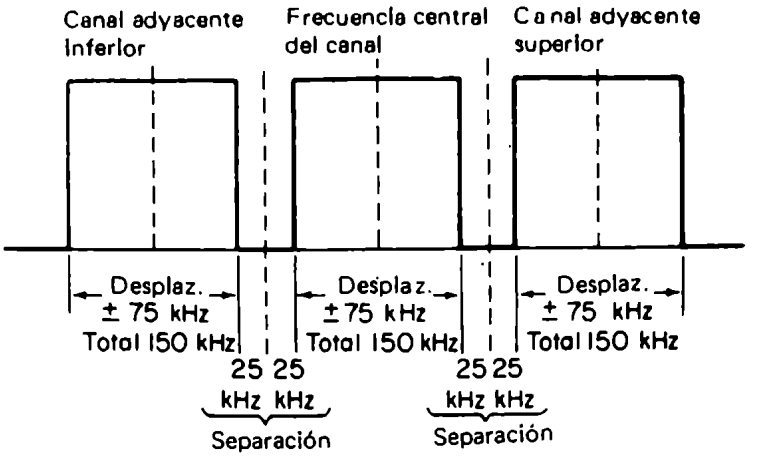


Fig. 5—3. Relaciones entre la distribución de los canales para la radiodifusión por modulación de frecuencia.

ruidos perturbadores de esta clase tienen características de modulación de amplitud.

Como se dijo anteriormente, la frecuencia central de la portadora de FM se desplaza hacia valores superiores e inferiores de acuerdo a la audio frecuencia moduladora. El valor de este desplazamiento, desviación o "excursión" es proporcional a la amplitud de la frecuencia moduladora. Se anticipó también que la señal modulada en frecuencia tiene bandas laterales. Recordemos que en la modulación de amplitud la frecuencia moduladora produce solamente dos bandas laterales. En cambio, en la modulación de frecuencia, una frecuencia moduladora produce numerosas bandas laterales. Estas bandas laterales de FM tienen frecuencia igual a la central, f_o más y menos (±) la frecuencia moduladora f_s y también más y menos dos veces la frecuencia moduladora ($f_o \pm 2f_s$), y $\pm 3f_s$, $\pm 4f_s$, y así sucesivamente. Por lo tanto, estas bandas laterales múltiples necesitan un canal relativamente ancho para la señal de FM.

Veamos ahora el número de bandas laterales que deben transmitirse en un sistema de radiodifusión de FM. La amplitud de la señal moduladora f_s determina la máxima desviación de frecuencia con respecto a la portadora, f_o, cuyo valor es de ± 75 kHz, de acuerdo con la reglamentación vigente. El ancho total del canal de FM es algo superior a ± 75 kHz, siendo realmente de ± 100 kHz, como se ve en la Fig. 5-3. La frecuencia de audio más elevada que se emplea, es de 15 kHz. Por lo tanto, el canal de FM puede acomodar hasta la quinta banda lateral (15 kHz x 5 = 75 kHz). Si bien el proceso de la modulación de frecuencia produce bandas laterales de orden más elevado, son débiles y se pierden dentro de la relación señal/ruido imperante. Por lo tanto, en la práctica, el ancho de banda de los circuitos de FM necesita acomodar solamente cinco bandas laterales por encima y por debajo de la frecuencia central.

5.2 Sintonizadores para FM

Haciendo referencia a la Fig. 5-2(b), podemos definir al sintonizador de

FM como la sección del receptor que va desde la entrada al discriminador, incluyendo también a éste. Quedan excluidas las secciones de audio frecuencia y altavoz. La mayoría de los sintonizadores de FM se construyen para respuesta de alta fidelidad; esta respuesta exige circuitos sintonizados con un ancho de banda de 150 kHz. Como en la modulación de amplitud, el ancho de banda de un circuito de FM se define como la separación de frecuencias existente entre los puntos correspondientes al 70,7 % de la curva de respuesta. Los receptores de alta fidelidad acostumbran emplear una etapa de RF sintonizada antes de la mezcladora. Como que las etapas de RF y mezcladora trabajan con frecuencias de la región de 100 MHz, se emplean bobinas y capacitores mucho más pequeños que en los receptores de AM, que trabajan con frecuencias de la región de 1 MHz. Obsérvese que los transistores de las etapas de RF y mezcladora de los receptores de FM deben proporcionar ganancia normal a la frecuencia de 100 MHz. Un transistor que se comporte satisfactoriamente en un circuito receptor de AM, que trabaja a la frecuencia de 1 MHz, puede no tener respuesta en un circuito de FM, a 100 MHz.

Como se aprecia en la Fig. 5-2(b), los receptores de FM emplean generalmente etapas osciladora y mezcladora separadas. Si bien un solo transistor puede realizar las funciones osciladora y mezcladora, como en los receptores económicos de AM, es difícil obtener suficiente estabilidad a 100 MHz si no se emplean transistores mezclador y oscilador separados. En la Fig. 5-4 se ha representado el esquema de un circuito para FM con amplificador de RF, mezclador y oscilador, con transistores bipolares separados para cada una de dichas funciones. En este ejemplo, se emplea un transformador de antena con doble sintonía. El transistor Q1 de RF trabaja en configuración de emisor común; la corriente normal de emisor es de 1,5 mA. El transistor mezclador, Q2, trabaja también en configuración de emisor común, con una corriente normal de emisor de 1,5 mA. En cambio, el transistor oscilador Q3 trabaja en configuración de colector común; la corriente normal de colector es aproximadamente igual a 2,5 mA. La configuración de colector común proporciona la máxima estabilidad de frecuencia. La salida del oscilador se inyecta a la base del transistor Q2.

Las etapas amplificadora de RF, mezcladora y osciladora forman la sección de entrada, o de RF, del sintonizador de MF. Comprende, por lo tanto, todos los circuitos anteriores al amplificador de FI. En las etapas de RF y mezcladora de la sección de entrada, pueden también emplearse transistores MOSFET en lugar de bipolares, como se ve en la Fig. 5-5. Tienen la ventaja, los transistores MOSFET, de permitir una mayor gama dinámica (menor tendencia a sobrecargarse al recibir señales muy intensas). Otra ventaja es la disminución de la radiación del oscilador. Los transistores bipolares permiten mayor paso de la señal producida por el oscilador hacia la antena, a través de la etapa de RF. Esta radiación es perjudicial, porque puede provocar interferencias en receptores próximos trabajando en FM.

En la Fig. 5-5 puede verse el esquema de una sección de entrada con transistores del tipo MOSFET. Emplea transistores de doble puerta protegida en las etapas amplificadora de RF y mezcladora, y transistor bipolar

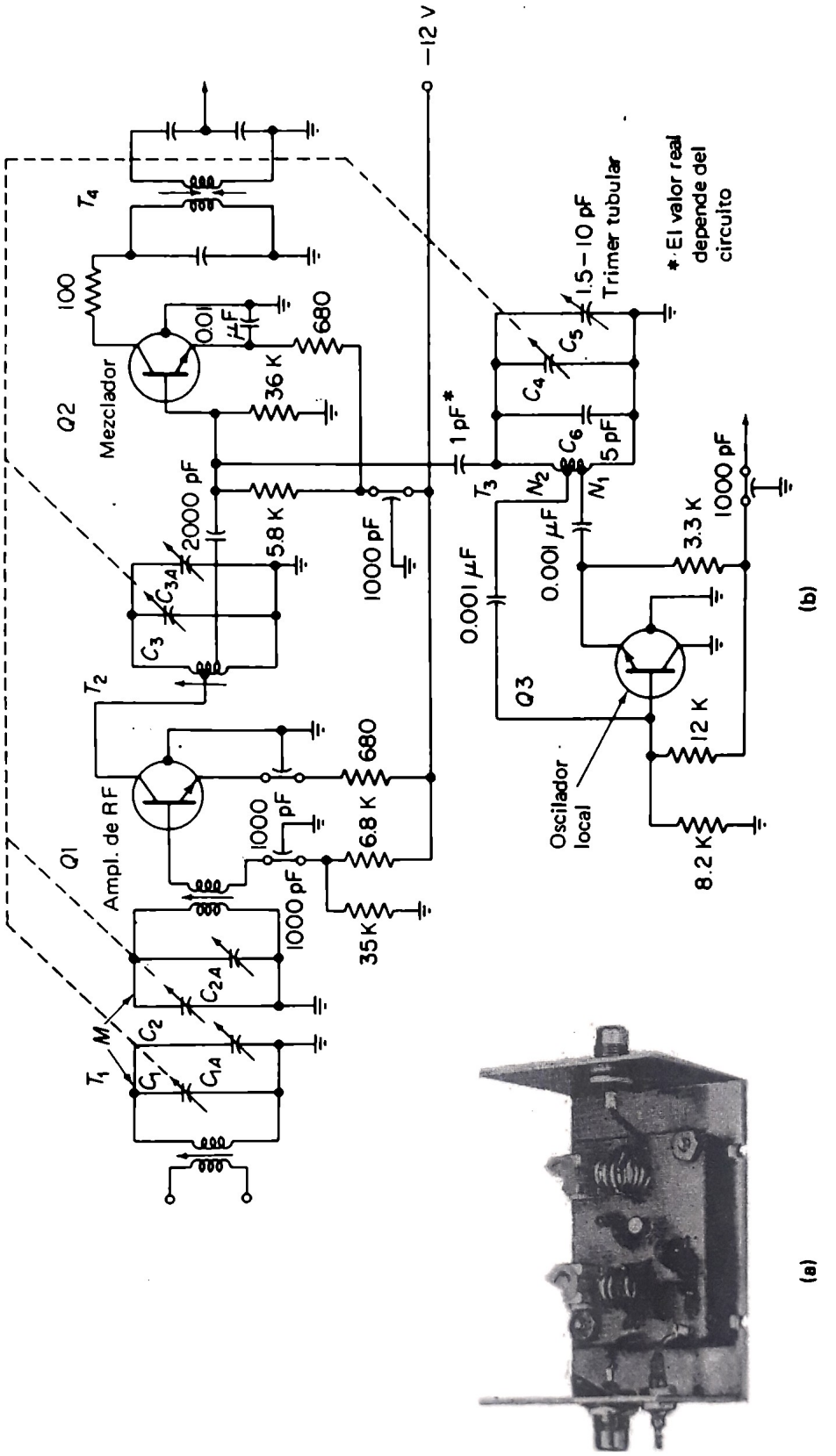


Fig. 5–4. Sección de RF de un receptor para MF con transistores bipolares: (a) aspecto físico; (b) esquema.

como oscilador local. La etapa de RF reduce a un mínimo las respuestas espurias (en forma de silbidos) que pueden producirse cuando armónicos de la señal de entrada se heterodinan con armónicos del oscilador local dando lugar a frecuencias comprendidas en el paso de banda de la FI. La señal de entrada de la puerta 1 de Q1 se toma de una derivación de la bobina de antena L1. Esta conexión disminuye la posibilidad de sobreexcitar a Q1 al recibir señales intensas. Obsérvese que el amplificador de RF de la Fig. 5-4 trabaja con polarización fija, mientras que el de la Fig. 5-5 está controlado por tensión del CAG, que aplica tensión de sentido negativo a la puerta 2 de Q1.

La puerta 1 del transistor Q2 de la Fig. 5-5 está alimentada por la señal de salida del amplificador de RF, y la tensión del oscilador local se inyecta a la puerta 2. El inductor L3 y el capacitor C11 forman un filtro de FI, de resonancia en serie, que deriva a masa pasar cualquier interferencia de 10,7 MHz que de lo contrario podrían entrar a la sección de FI, a través de la etapa mezcladora. El transistor mezclador Q2 tiene polarización fija en la puerta 1 y polarización variable a través de R13 y C17. Esta disposición proporciona la mejor acción mezcladora y supresión de respuestas espurias. Para obtener máxima estabilidad de frecuencia, el transistor oscilador Q3 trabaja en configuración de colector común.

Analicemos ahora la sección de entrada para FM con circuitos integrados que representa la Fig. 5-6. El primer C.I. trabaja como amplificador de RF, mientras que el segundo es oscilador-mezclador (disposición autodina).

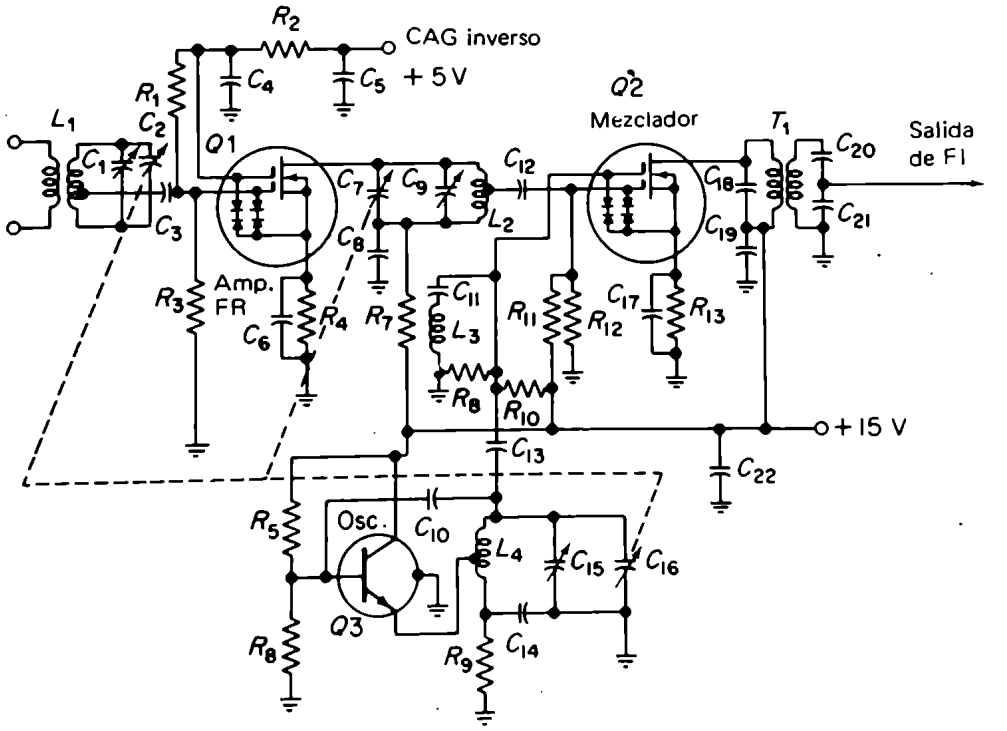


Fig. 5—5. Circuito de la sección de RF de un receptor para FM que emplea transistores MOSFET en la etapa de RF y en la mezcladora.

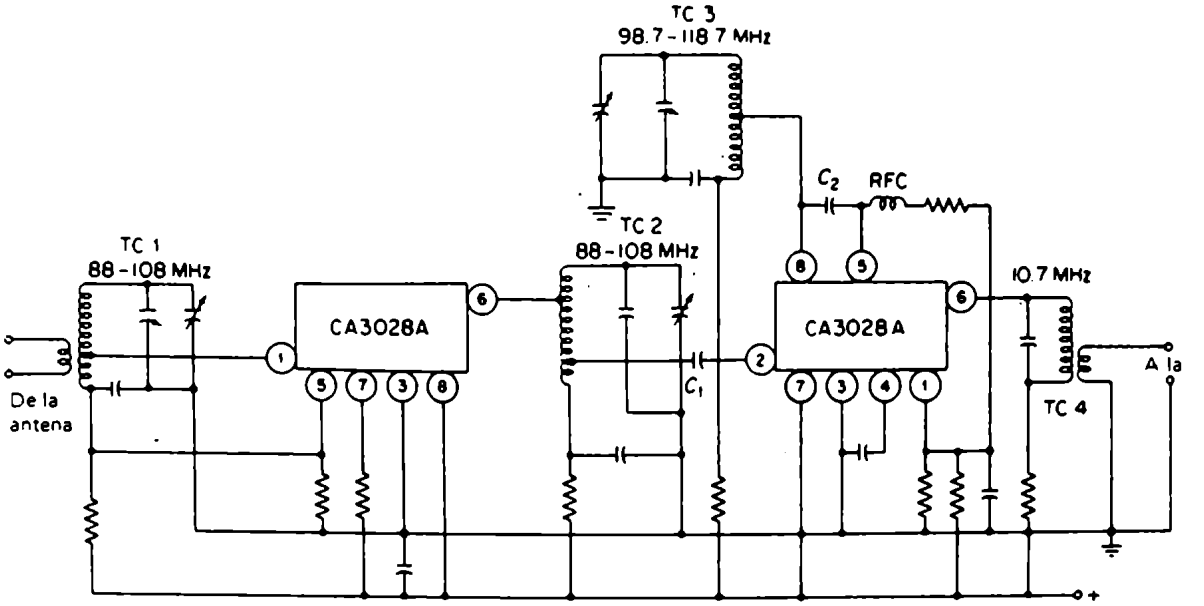


Fig. 5—6. Sección de entrada de un receptor para MF en el que se emplean circuitos integrados.

En la Fig. 5-7 puede verse el circuito interno de los C.I. Los transistores Q1 y Q2 del primer C.I. trabajan como amplificador diferencial. Los transistores Q1 y Q2 del segundo C.I. trabajan en función osciladora, y Q2 trabaja también como mezclador de cuyo colector se toma la salida de FI. La señal de RF amplificada se aplica a la base de la combinación separadora y excitadora, funciones que desempeña Q3, pasando luego la señal al emisor de Q2. El oscilador trabaja sobre el lado de alta frecuencia de la señal de entrada, y abarca un margen desde 98,7 a 118,7 MHz. Por lo tanto, si los circuitos de entrada y de salida de RF, TC1 y TC2, estuvieran sintonizados a 100 MHz el circuito oscilador TC3 tendría que estar sintonizado a 110,7 MHz.

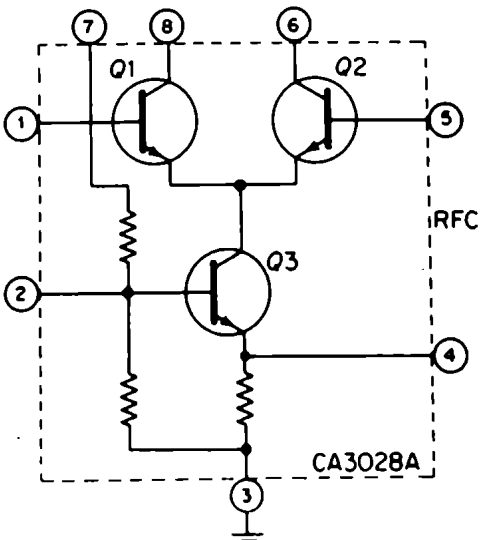


Fig. 5—7. Conexiones internas del circuito integrado CA3028A.

El circuito sintonizado TC2 de la Fig. 5-6 sirve para el retorno de corriente continua del colector de Q2 del primer C.I. En consecuencia, la señal de RF amplificada se acopla capacitivamente, por intermedio de C1, desde TC2 a la base del transistor disipador de corriente Q3 del segundo C.I. El circuito tanque oscilador está conectado al colector de Q1 del par diferencial. El capacitor C2 proporciona realimentación desde el colector de Q1 a la base de Q2. La red conectada al terminal 1 (conexión de base de Q1) proporciona polarización a Q1 y Q2. Al terminal 5 se le aplica prácticamente la misma tensión continua mediante un resistor en serie y un inductor o choque de RF (el terminal 5 es la base de Q2). Finalmente, entre los extremos del circuito tanque TC4 se desarrolla la salida de FI que aparece en el colector de Q2. La unión entre TC4 y la sección de FI se hace mediante un acoplamiento de baja impedancia.

5.3 Amplificadores de FI para receptores de FM

La Fig. 5-8 representa el esquema de un amplificador de FI de cuatro etapas para receptores de FM, que proporciona una ganancia de 23,4 dB por etapa, o sea una ganancia total de 93,6 dB. El diodo CR1, en el circuito de colector de Q2, desarrolla la tensión del CAG. El transistor Q4 trabaja a saturación, recortando los picos de la señal. En consecuencia, la señal de FI tiene amplitud constante y se le han suprimido las variaciones de amplitud introducidas por el ruido. Como que la tensión del CAG se desarrolla en la segunda etapa de FI, y se aplica a la etapa de RF, la cuarta etapa de FI participa en la acción limitadora antes de haberse introducido tensión apreciable de CAG. Se hace así para obtener una acción limitadora satisfactoria al recibir señales débiles. Si bien el detector de relación tiene acción limitadora propia, conviene que esté precedido por un limitador para lograr el máximo rechazo del ruido. En la sección siguiente se explicarán con detalle los detectores para FM. Obsérvese que la salida filtrada del detector de relación se aplica a CR2, que trabaja como diodo de control automático de frecuencia (CAF). También más adelante estudiaremos con detalle el trabajo del CAF.

En la Fig. 5-9 vemos el esquema de una sección de FI para FM con circuitos integrados, para FM. El primer C.I. es un amplificador diferencial, cuyo circuito interno corresponde al esquema de la Fig. 5-10. A excepción de los diodos estabilizadores con respecto a la temperatura conectados en el circuito entre base y emisor de Q3, el circuito es esencialmente el mismo de la Fig. 5-7. Sin embargo, el circuito interno del segundo C.I. es más complejo, como puede apreciarse en la Fig. 5-11. Está formado por un amplificador limitador de varias etapas, un regulador de tensión, un detector para FM y una etapa de salida de audio. Por lo tanto, este CI comprende la parte principal de una sección de FI. el primer C.I. tiene por objeto proporcionar ganancia adicional. Es una primera aproximación, un C.I. puede considerarse como un transistor de alta ganancia con numerosos terminales. Este punto de vista es aplicable especialmente a los circuitos integrados sencillos, como el representado en la Fig. 5-10. Sin embargo, la

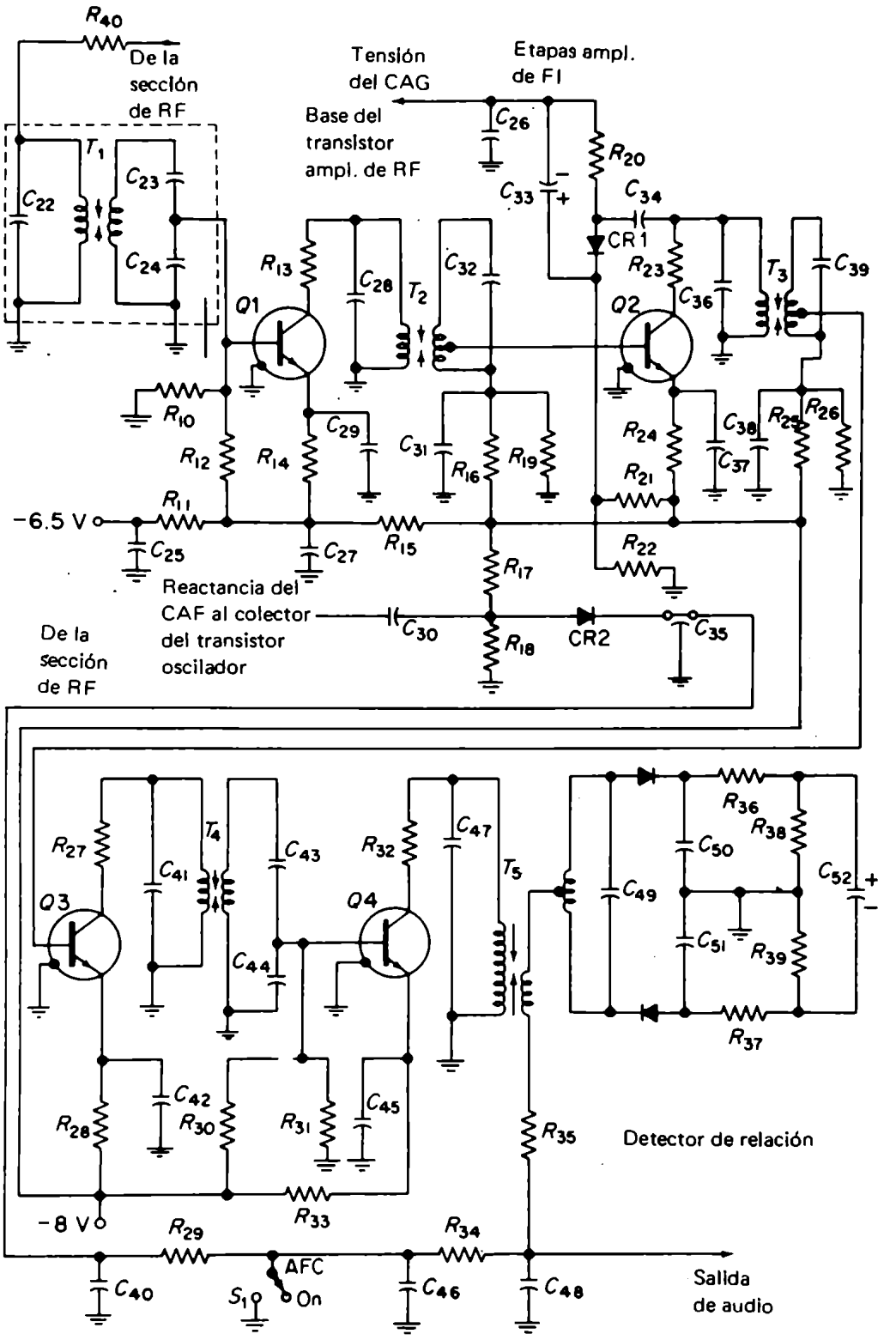


Fig. 5—8. Sección de FI de cuatro etapas de un receptor para MF.

integración de mediana escala (MSI, "medium scale integration") o la integración en gran escala (LSI, "large scale integration") les añaden otras funciones, no pudiendo entonces considerarse como simples transistores de alta ganancia. Como ejemplo, hemos hecho observar que el C.I. de la Fig. 5-11 realiza cuatro funciones, incluyendo amplificación en FI y en AF.

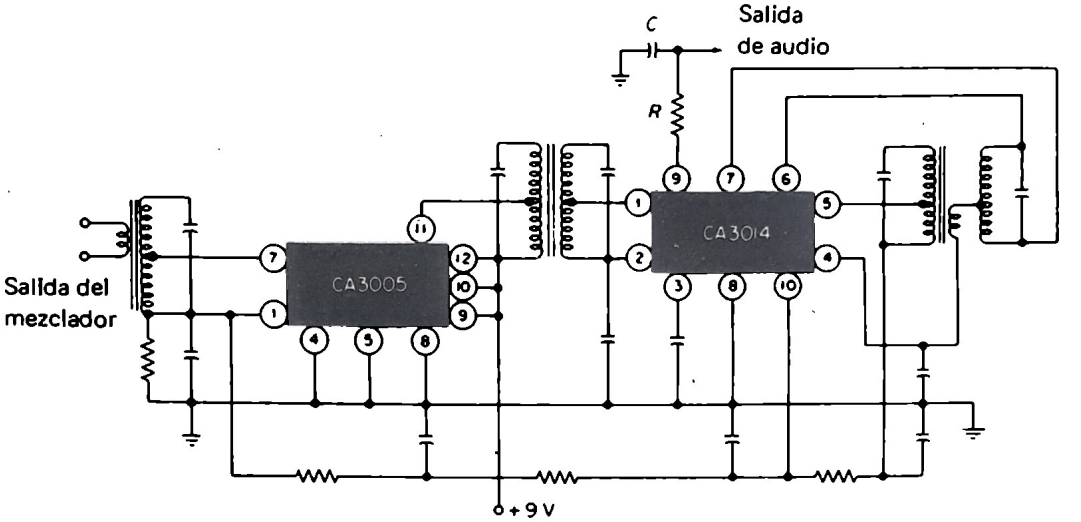


Fig. 5—9. Esquema de la sección de FI de un receptor para MF con circuitos integrados.

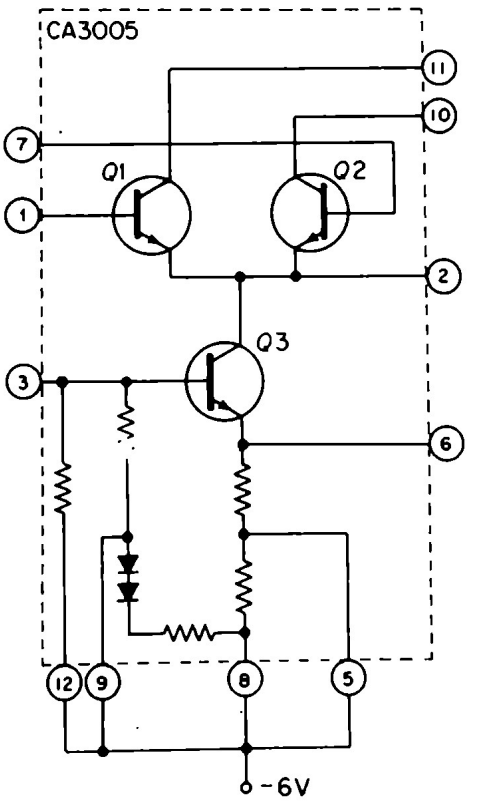


Fig. 5—10. Conexiones internas del primer circuito integrado de la Fig. 5—9.

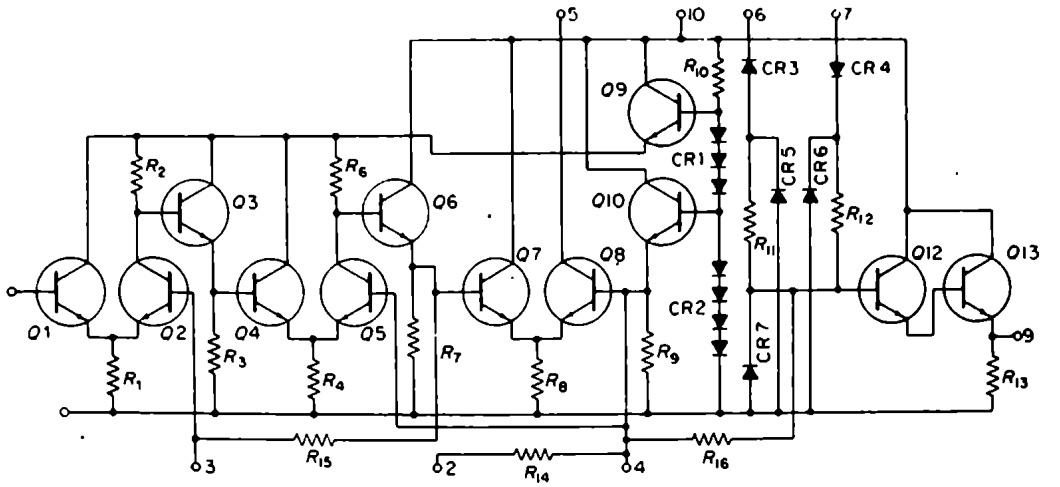


Fig. 5—11. Conexiones internas del segundo circuito integrado de la Fig. 5—9.

El amplificador limitador de la Fig. 11 está formado por tres amplificadores diferenciales en cascada, separados por seguidores de emisor. En todo él se emplea acoplamiento directo. El transistor Q9 y los diodos CR1 y CR2 estabilizan la tensión de alimentación de los dos primeros amplificadores diferenciales y de los seguidores de emisor relacionados con los mismos. Obsérvese que la caída de tensión constante entre los diodos polarizados en sentido directo, fija la polarización de base de Q9. En consecuencia, la tensión de emisor de este transistor permanece prácticamente constante independientemente de las variaciones de la tensión de alimentación o de la corriente que circula por las etapas amplificadoras de entrada. Al estar la base de Q7 acoplada a una etapa regulada, es necesario regular también la tensión de base de Q8 para mantener la estabilidad del par diferencial. Es interesante ahora fijarse en la disposición del detector para FM. Este detector de FM necesita solamente un transformador de entrada externo, pues todos los demás componentes para la demodulación están contenidos en el C.I. Los diodos detectores D3 y D4 trabajan con carga esencialmente resistiva. La salida de audio del detector de MF se obtiene en el emisor de Q12; Q11 y Q12 forman un par Darlington de alta ganancia.

Haciendo referencia a la Fig. 5-9, la señal de FI del circuito de salida del mezclador se aplica a la base de Q2 (Fig. 5-10). Después de haber amplificado esta señal de FI, pasa al segundo C.I. por medio de un transformador de FI de doble sintonía. La ganancia de tensión desde la entrada del primer C.I. a la del segundo, es aproximadamente de 25 dB. Luego, el segundo C.I. proporciona una ganancia de unos 70 dB, siendo entonces la ganancia total de FI de 95 dB, aproximadamente. Obsérvese atentamente que la señal de salida de audio del terminal 9 se aplica a una red de desacentuación RC. Consiste en un filtro de paso bajo que disminuye la respuesta de alta frecuencia de la señal, como se demuestra en la Fig. 5-12. La reproducción de alta fidelidad requiere esta desacentuación, porque la señal de FM ha recibido una preacentuación en la estación

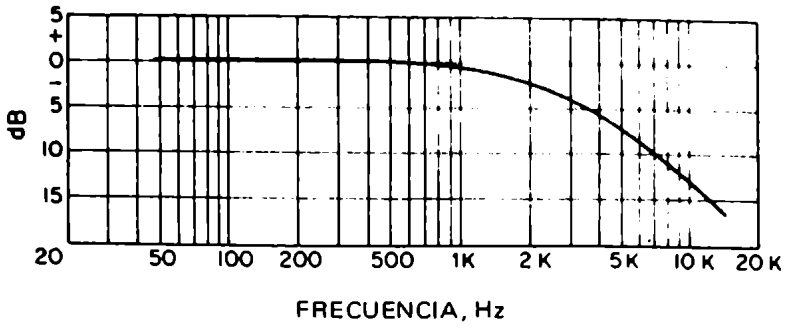


Fig. 5—12. Respuesta de frecuencia de una red de desacentuación.

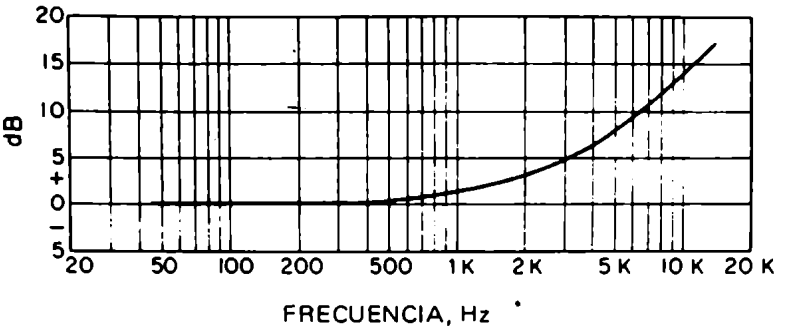


Fig. 5—13. Respuesta de frecuencia de una red de acentuación.

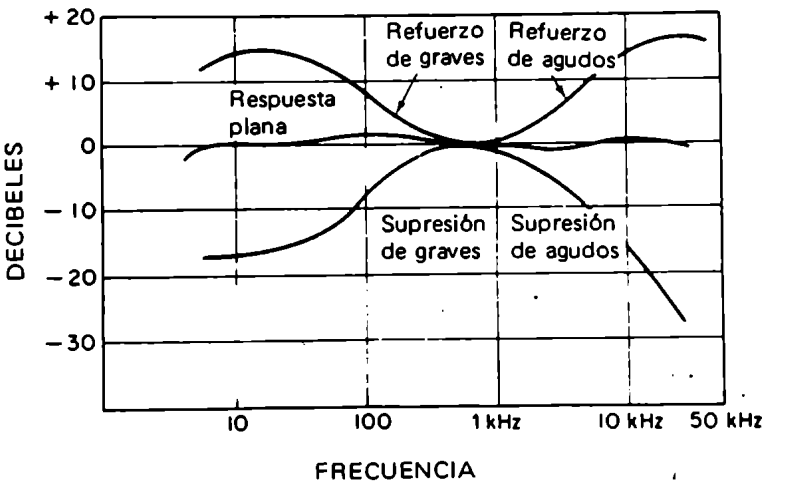


Fig. 5—14. Características de frecuencia de un control de tono.

transmisora, como se ve en la Fig. 5-13. La preacentuación (también se llama pre-énfasis) de las audiofrecuencias más elevadas tiene por objeto mejorar la relación señal-ruido. Las audio frecuencias elevadas tienen relativamente menor amplitud, pudiendo quedar enmascaradas por el ruido si no se empleara la preacentuación. Estas características de pre y des acentuación tienen cierta analogía con el efecto producido por el control

de refuerzo y el de disminución de los tonos agudos, como representa la Fig. 5-14.

5.4 Detectores para FM

Los detectores para FM transforman las desviaciones a uno y otro lado de la frecuencia central en tensiones cuya amplitud es precisamente proporcional a aquellas desviaciones. La Fig. 5-15 es una representación gráfica de la acción fundamental del detector para FM. Es evidente que el proceso de

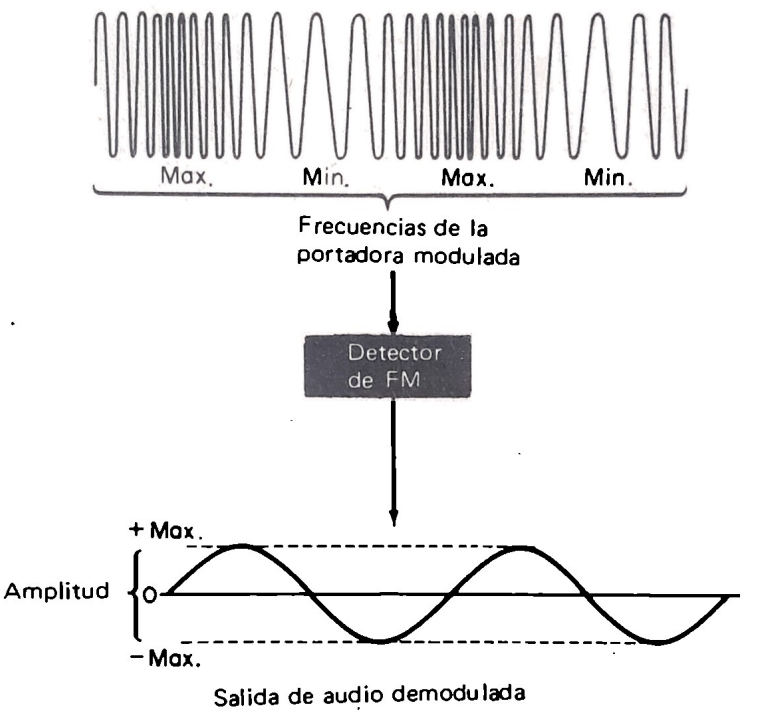


Fig. 5—15. Acción básica del detector de FM.

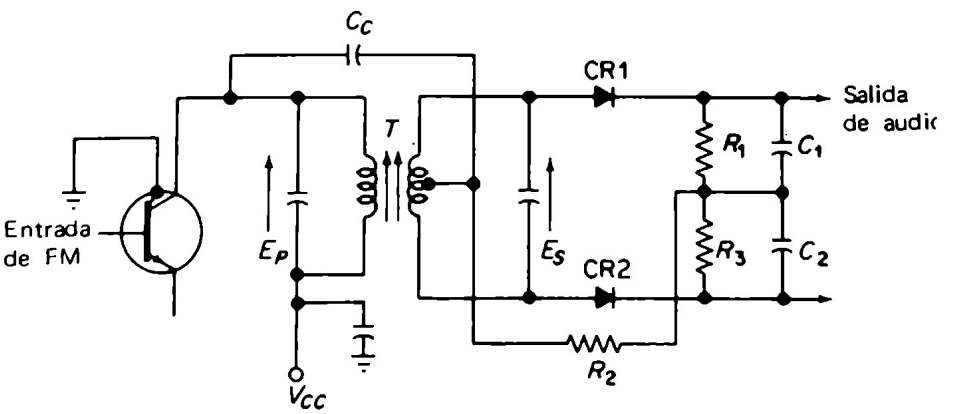


Fig. 5—16. Circuito de un discriminador equilibrado, de desplazamiento de frecuencia

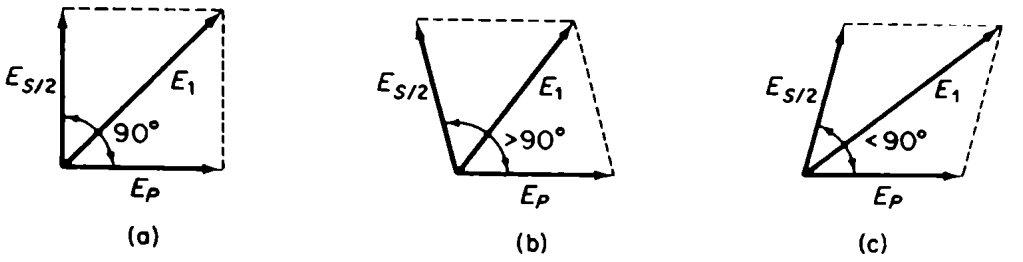


Fig. 5—17. Relaciones de fase secundaria de un discriminador: (a) cuando la frecuencia es de 10,7 MHz; (b) cuando la frecuencia es inferior a 10,7 MHz; (c) cuando la frecuencia es superior a 10,7 MHz.

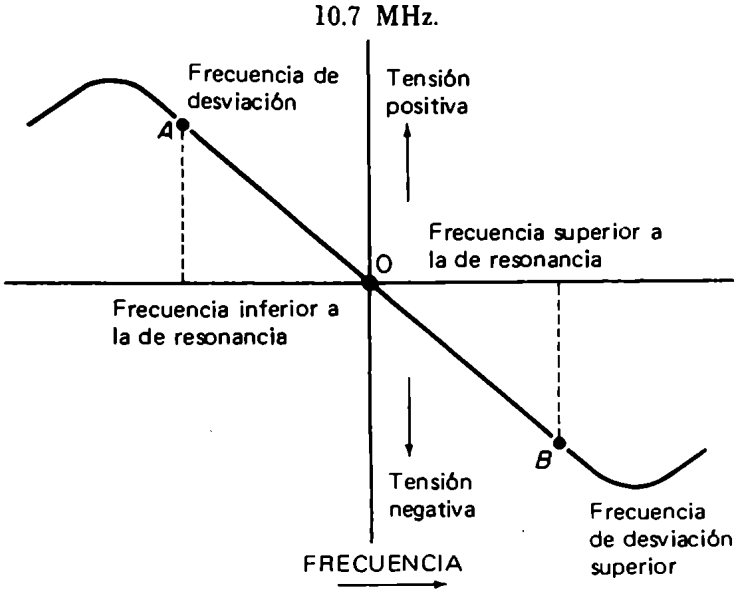


Fig. 5—18. Curva de respuesta de frecuencia de un discriminador.

demodulación es inverso al de modulación. La Fig. 5-16 es el esquema de un discriminador de desplazamiento de fase, equilibrado. En el discriminador, los bobinados primario y secundario del transformador están sintonizados a la frecuencia central de la FI, 10,7 MHz en este ejemplo. En un transformador, la tensión secundaria tiene una diferencia de fase de 90° con respecto a la tensión primaria; si esta tensión es la correspondiente a la frecuencia central de la señal, cuando se desplace por encima y por debajo de 10,7 MHz, la fase de la tensión secundaria tenderá a adelantarse o retrasarse con respecto a la tensión primaria. Obsérvese que parte de la tensión primaria aparece en el punto medio del secundario del transformador, a través del capacitor C_c. Por lo tanto, a los diodos CR1 y CR2 del discriminador se aplica tensión primaria y secundaria.

La Fig. 5-17 hace ver las relaciones de fase en el circuito secundario para frecuencias de 10,7 MHz, y también para frecuencias por debajo y por encima de dicho valor. En la figura, E_p representa la tensión de la señal primaria, acoplada al circuito secundario mediante C_c $E_s/2$ representa la tensión de los bornes del secundario, tensión inducida por el campo

magnético primario. E_1 es la resultante de las tensiones acoplada e inducida, pudiéndose observar que la amplitud de esta resultante varía cuando lo hace la frecuencia. Refiriéndonos a la Fig. 5-16, los diodos CR1 y CR2 conducen alternativamente. Las salidas son siempre positivas, tendiendo a anularse mutuamente. Sin embargo, la anulación completa se verifica únicamente a la frecuencia de 10,7 MHz. Cuando la frecuencia es superior, CR1 conduce más que CR2; si la frecuencia es inferior, ocurre lo contrario. En consecuencia, los capacitores de salida se cargan en serie, y la carga invierte su polaridad cuando la onda de audio de salida pasa por cero.

Obsérvese, en la Fig. 5-16, que los resistores R1 y R2 permiten descargar a C1 y C2 y por lo tanto la tensión de salida puede seguir la forma de la onda de audio. El resistor R2 es la impedancia de carga de C_c y también el retorno de corriente continua de los diodos, por lo cual no pueden desarrollar nunca tensión inversa. La Fig. 5-18 representa la curva de respuesta del discriminador, o curva "S". Esta curva se obtiene cuando los bobinados primario y secundario del transformador sintonizado resuenan exactamente a 10,7 MHz cada uno de ellos. Para una reproducción de alta fidelidad, el ancho de banda entre *A* y *B* es de 400 kHz, aproximadamente. El análisis del comportamiento de este circuito discriminador demuestra que el rechazo de la modulación de amplitud tienen lugar solamente a la frecuencia central. A cualquier otra, el discriminador responde a la modulación de amplitud además de la modulación de frecuencia. Por lo tanto, es necesario que a la etapa discriminadora preceda una etapa limitadora que recorte la modulación de amplitud de onda que se recibe.

No tendría objeto que el discriminador tuviese respuesta de banda ancha, si las secciones de RF y FI no tuviesen también la misma respuesta de banda ancha. Lo cual significa que el poco ancho de banda de cualquiera de los circuitos discriminador, de FI o de RF dará lugar a falta

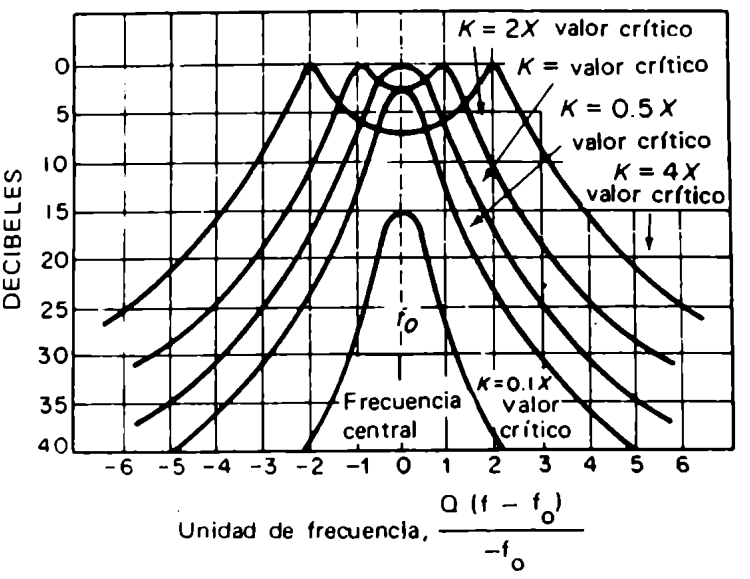


Fig. 5—19. Variación de la respuesta de frecuencia con diferentes grados de acoplamiento.

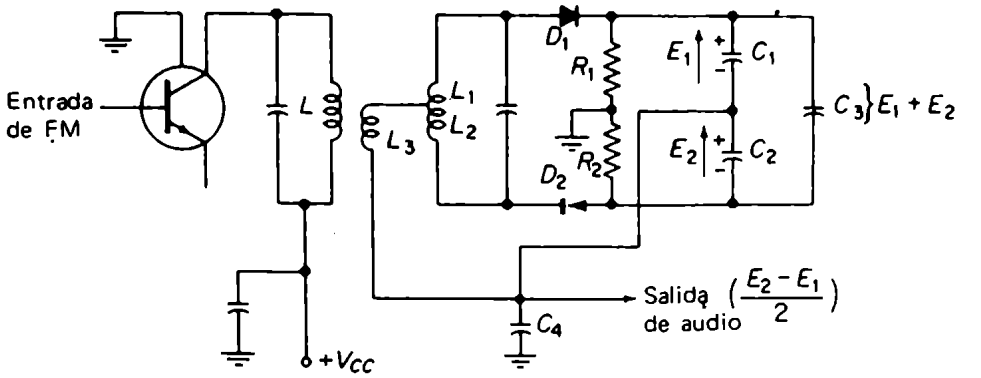


Fig. 5—20. Circuito de un detector de relación.

de fidelidad. Para ajustar el ancho de banda de los transformadores sintonizados de RF o de FI, los bobinados primario y secundario pueden tener sintonía escalonada (resonando a frecuencias ligeramente diferentes). En cambio, no puede ajustarse el ancho de banda del transformador del discriminador, porque no trabajaría adecuadamente si primario y secundario no resonaran exactamente a la frecuencia central. En este caso, el grado de acoplamiento entre primario y secundario determina principalmente el ancho de banda, como puede verse en el gráfico de la Fig. 5-19. Por debajo del acoplamiento crítico, la curva de respuesta de frecuencia tiene un solo máximo. En cambio, con acoplamiento más fuerte que el crítico, la curva presenta dos máximos y el ancho de banda es mayor.

Estudiemos ahora el funcionamiento del detector de relación cuyo esquema se ve en la Fig. 5-20. Es éste otro detector muy utilizado en FM. Es una variante del discriminador basico, pero tiene la ventaja de su inherente acción limitadora. Obsérvese que en el detector de relación, los diodos tienen polarización contraria. De esta manera, las tensiones de salida se suman; esta suma tiene un valor constante, debido al capacitor C3. El detector de relación no responde a la modulación de amplitud a causa de la prolongada constante de tiempo del circuito formado por C3, R1 y R2. Las relaciones de fase de la tensión de la señal son las mismas que en la Fig. 5-17. Obsérvese que en la Fig. 5-20, la tensión de salida de audio se desarrolla entre los extremos de C4. Esta tensión es la diferencia entre E_1 y E_2. A la frecuencia central, E_1 y E_2 son iguales y la tensión de salida de audio es igual a cero. En cambio, si la frecuencia es superior o inferior a la central, los diodos conducen desigualmente y los valores de E_1 y E_2 son diferentes, apareciendo entonces tensión de audio a la salida. Obsérvese que si bien E_1 y E_2 pueden tener valores diferentes, la suma es siempre la misma, debido a la tensión constante desarrollada por C3.

5.5 Control automático de frecuencia

El control automático de frecuencia se emplea en los receptores de FM para compensar el corrimiento de frecuencia del oscilador. Si la frecuencia

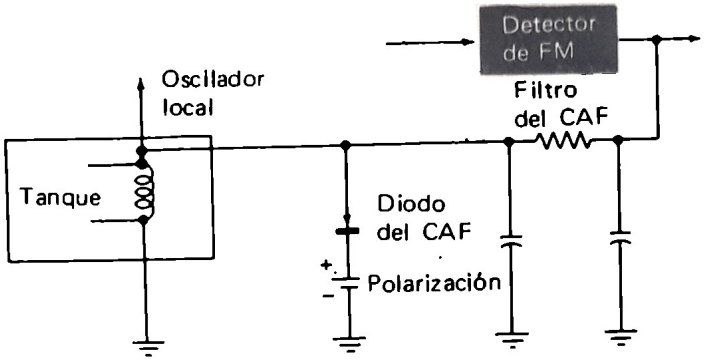


Fig. 5—21. Sistema de control automático de frecuencia.

del oscilador varía ligeramente con respecto a su valor normal, el circuito del CAF reacciona, llevando al oscilador a su frecuencia prácticamente exacta. Esta acción de control tiene límites definidos, y si el oscilador se desvía demasiado de su frecuencia, se pierde la acción de control y dejará de recibirse la estación sintonizada. En la Fig. 5-21 puede verse el fundamento del sistema del CAF. Consiste en un diodo polarizado inversamente, conectado a los extremos de la bobina osciladora. Un diodo tiene capacitancia de juntura, y equivale a un capacitor variable cuando está polarizado en sentido inverso. Por lo tanto, puede variarse la frecuencia del oscilador haciendo variar el valor de la polarización inversa del diodo que controla automáticamente la frecuencia.

Como se explicó anteriormente, la tensión de salida de un discriminador o de un detector de relación tendrá polaridad positiva o negativa, según que la frecuencia de la señal recibida esté por encima o por debajo de la frecuencia central que sintoniza el transformador. Supongamos ahora que la frecuencia del oscilador local se corre hacia un valor más elevado; como consecuencia, la FI lo hará hacia un valor inferior. Haciendo referencia a la Fig. 5-18, la tensión de salida del discriminador se desviará, en promedio, en sentido positivo. Esta componente continua positiva se separa de la componente de audio frecuencia mediante el filtro del CAF de la Fig. 5-21 y se aplica el diodo del CAF. De esta manera se anula parte de la polarización inversa fija del diodo, lo que da por resultado un aumento de la capacitancia de la juntura. Este aumento disminuye la frecuencia de la oscilación, llevando de nuevo a su valor correcto la frecuencia central de la FI.

5.6 Receptores para radiodifusión de FM y AM

Se emplean muchosreceptores que trabajan en la banda de radiodifusión de modulación de amplitud y también pueden hacerlo en la de modulación de frecuencia. Su ventaja es la economía, puesto que la mayor parte de los componentes son comunes a la recepción de FM y a la de AM. En la Fig. 5-22 se ha representado el esquema de un receptor de esta clase. El conmutador S1 elimina la recepción de FM o de AM. Al trabajar en FM,

puede conectarse o desconectarse la sección del CAF. Conviene anular la función del CAF cuando se sintoniza una estación débil de FM, si en el canal adyacente hay una estación potente. Después, habiendo sintonizado la estación débil, se restablece el funcionamiento del CAF. De no hacerlo así, no podría sintonizarse la estación débil porque el CAF trataría de llevar la frecuencia de sintonía hacia la estación más potente. Para la recepción de FM se emplea una antena dipolo, y T3 es la antena de ferrita para la recepción de AM.

Durante la recepción de FM, se utilizan todos los dispositivos semiconductores de la Fig. 5-22, excepto CR2, que es el diodo detector de AM. Obsérvese que los bobinados del transformador de FM y de AM están

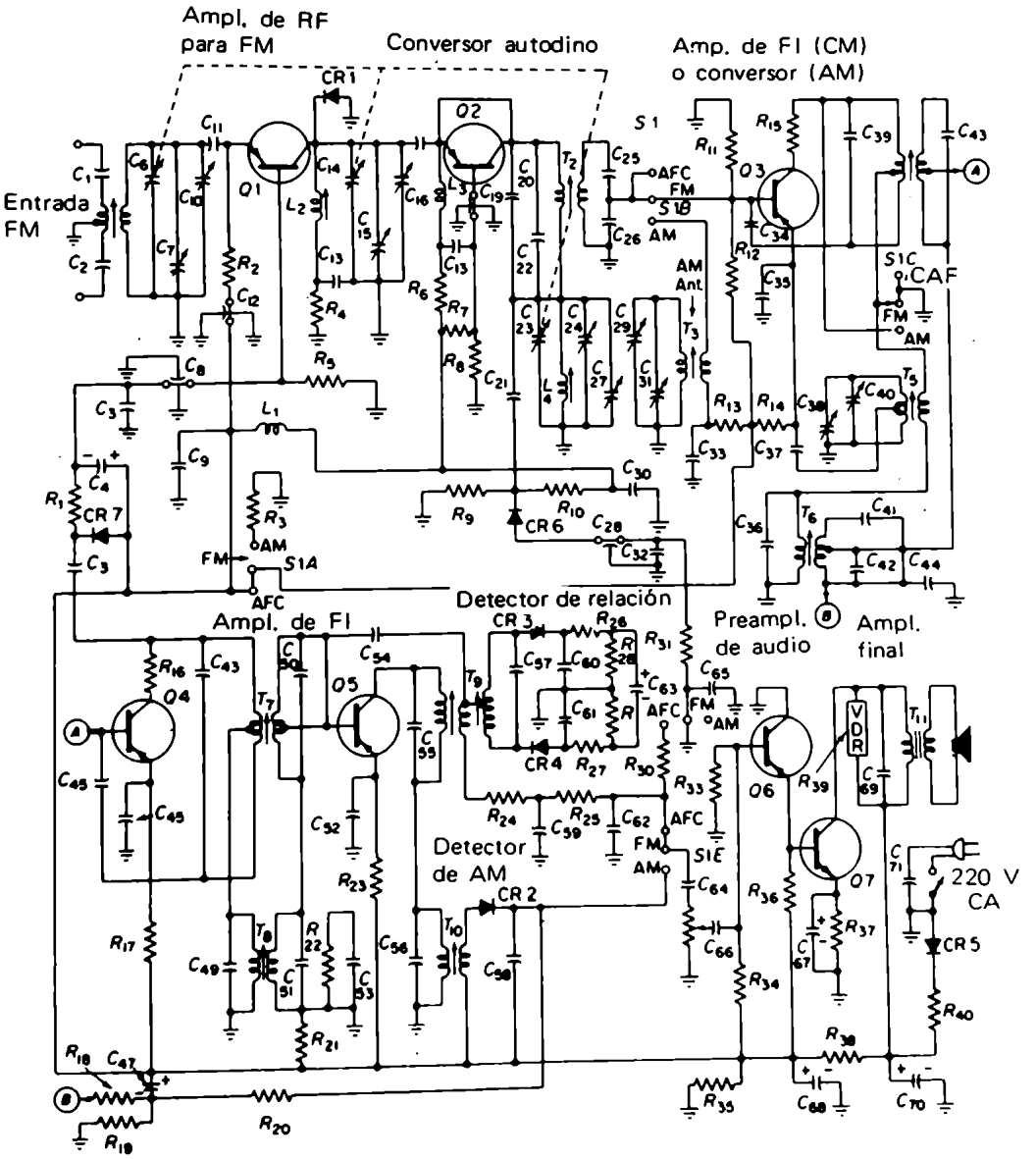


Fig. 5—22. Circuito de un receptor para AM y FM.

conectados en serie. Esta conexión es posible porque el bobinado del transformador de FM tiene poca impedancia a 455 kHz, mientras que la impedancia del transfórmador de FM tiene poco valor a 10,7 MHz. Los transistores Q1 y Q2 proporcionan una ganancia de 25 dB en la banda de FM. El diodo CR1 impide la sobrecarga debida a señales intensas. Se utilizan tres etapas de FI, que proporcionan una ganancia de 69 dB. En la recepción de AM, Q3 trabaja como conversor, haciéndolo como amplificador de FI cuando se recibe en FM. La salida de Q5 se aplica a T9 y a T10; el detector de relación responde durante la recepción de FM, y el diodo detector CR2 lo hace durante la recepción de AM.

El diodo CR7 proporciona tensión de CAG en modulación de frecuencia, y CR2 proporciona esta misma tensión de CAG al recibir en modulación de amplitud, polarizando la base de Q4. El amplificador de audio utiliza un seguidor de emisor para adaptar la impedancia de salida del detector de AM a la impedancia de entrada del transistor de salida de audio. El transistor de salida Q7 es de silicio, del tipo de alta tensión y trabaja en configuración de emisor común, salida sencilla. El resistor R39, cuyo valor depende de la tensión, protege al circuito de salida de los transitorios de gran amplitud que pudieran presentarse. El amplificador de audio puede proporcionar al altavoz una potencia audiofrecuente de un wat, con una distorsión inferior al 10 %. El resistor 438, limita a 9 volts la tensión de trabajo de los transistores de pequeña señal.

5.7 Reparación de receptores de FM

El procedimiento de localización de fallas en estos receptores es análogo, en muchos aspectos, al explicado para los receptores de AM. En la Fig. 5-23 se ha indicado un resumen del procedimiento a seguir. Si hay que reparar un receptor para FM y AM, las primeras pruebas deben hacerse para comprobar el funcionamiento de cada una de las funciones. Si un receptor no funciona en FM pero lo hace en AM, el inconveniente estará en algún circuito que procesa únicamente la señal de FM. En consecuencia, debe estudiarse el esquema del receptor bajo este aspecto, para determinar la zona en la cual puede estar el defecto. Téngase en cuenta que es posible, si bien poco probable, que un defecto en la sección común de FI de por resultado que no haya salida en FM, siendo normal la de AM. Esto podrá ocurrir al ponerse en corto circuito un capacitor en derivación con un transformador de FI para funcionamiento en FM.

La Fig. 5-24 representa el diagrama en bloques de un receptor para FM y AM que tiene etapas comunes de amplificación de FI. Analícense las condiciones según las que puede trabajar en AM, no haciéndolo en FM. Consideraremos entonces que el defecto lo encontraremos en el detector de FM, o en alguna de las secciones limitadora, conversora, osciladora o en RF. En primer lugar, habrá que localizar el inconveniente en alguna de estas etapas. La inyección de señal es un método conveniente en estos casos. Se empleará un voltímetro de válvulas o transistorizado en su función para tensión continua, porque la etapa limitadora desarrolla tensión continua estando sobreexitada. Si la tercera etapa de FI no trabaja

como limitadora, el voltímetro se empleará con sonda de RF. Se inyecta sucesivamente, desde los puntos de prueba 1 a 4, una señal de frecuencia adecuada. Como se hizo notar en una oportunidad anterior, el generador de señales puede utilizarse en sustitución de un oscilador local que no funciona.

Para comprobar un detector de relación como el de la Fig. 5-25, se conecta el voltímetro de válvulas entre los extremos de los resistores de carga R1 y R2. Las líneas de trazos representan la primera prueba, y las

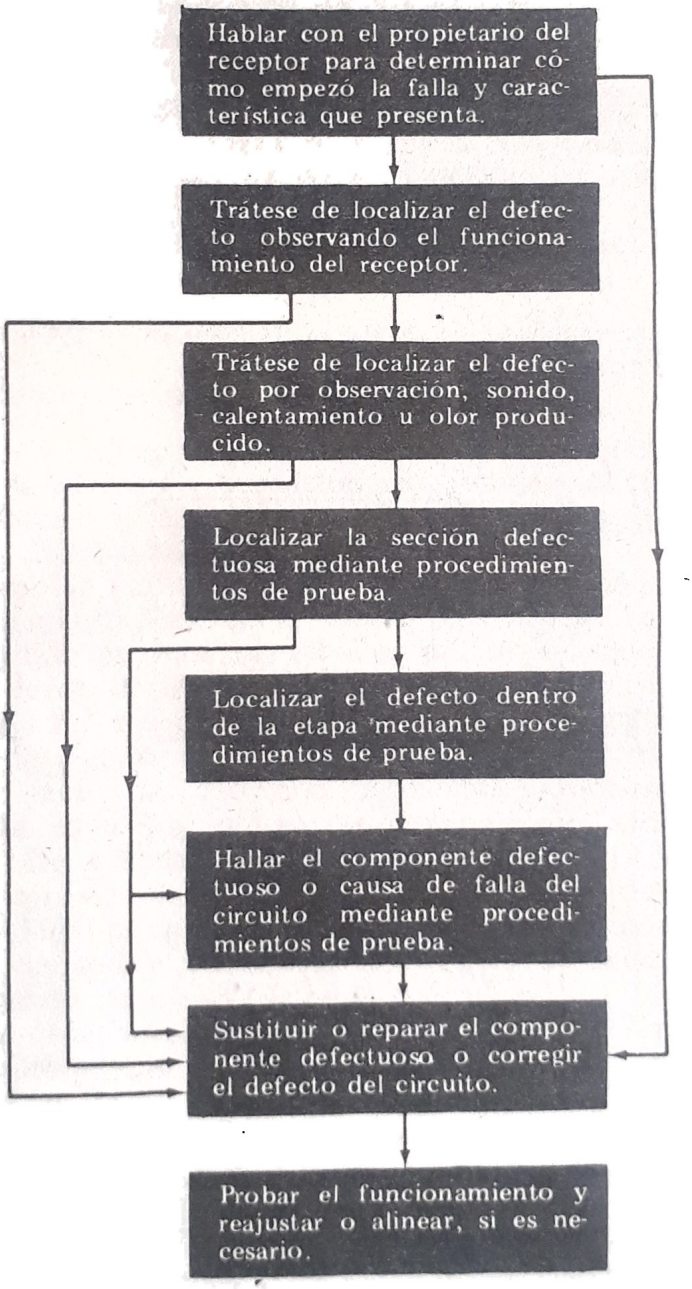


Fig. 5—23. Resumen del procedimiento básico para la localización de fallas.

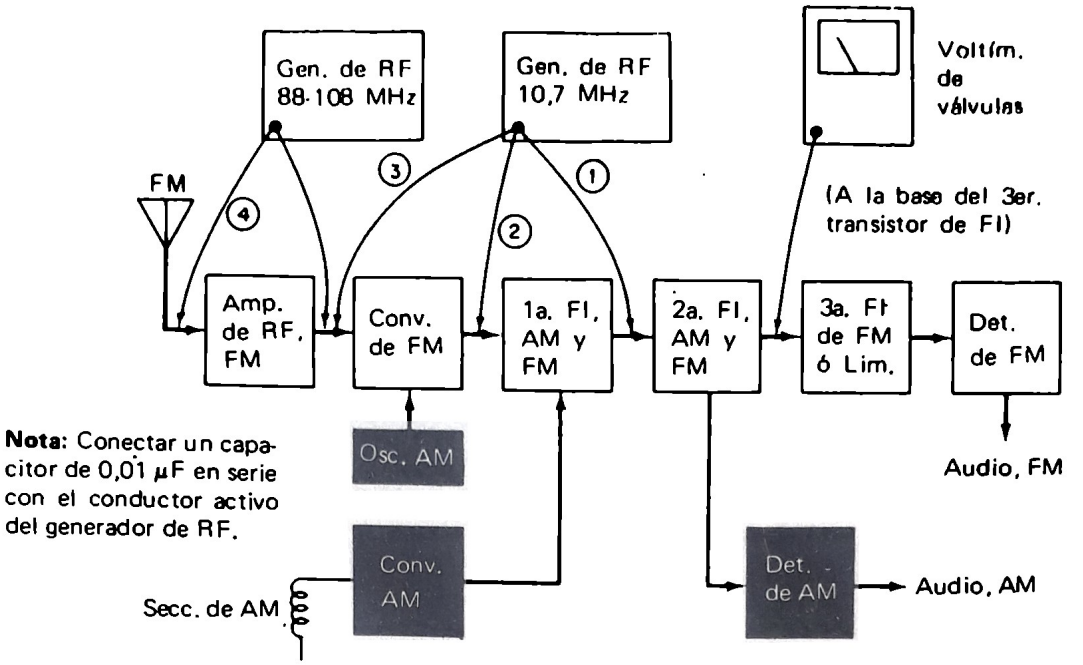


Fig. 5—24. Procedimiento de inyección de señal para reparar un receptor de FM y AM.

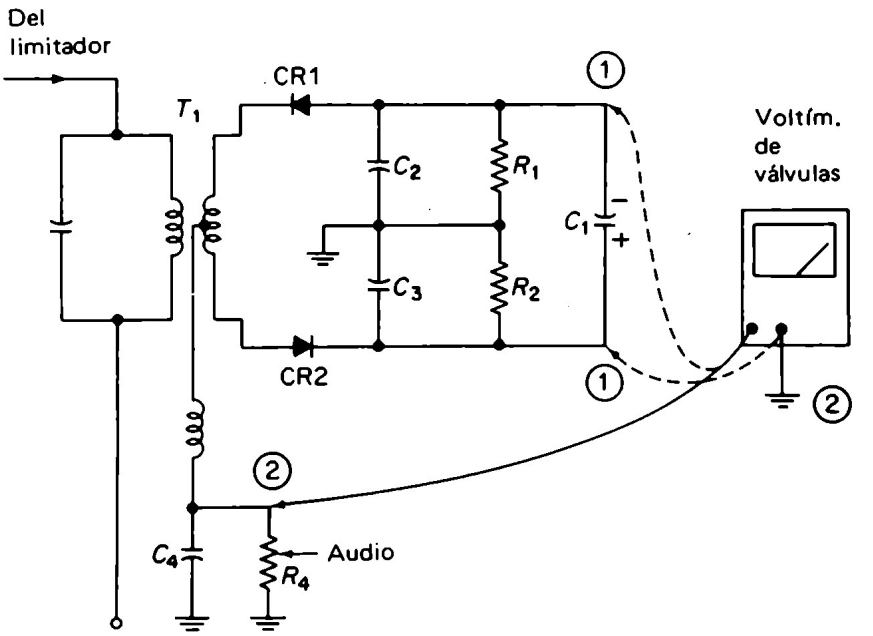


Fig. 5—25. Prueba de un detector de relación.

líneas continuas indican las conexiones para la segunda prueba. Se aplica una señal de 10,7 MHz al circuito limitador precedente, aumentándose la salida del generador que inyecta la señal hasta que en el voltímetro se lee cierto valor de tensión continua. Si en la primera prueba se ha obtenido lectura, se deduce que el transformador del detector de relación trabaja normalmente. Para la segunda prueba, conviene disponer la lectura del

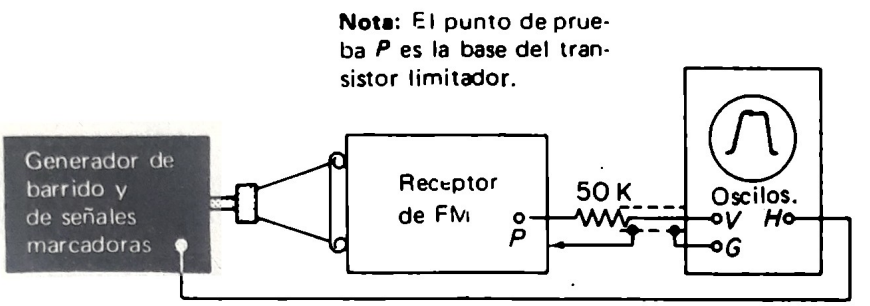
instrumento con cero en el centro de la escala, si el aparato lo permite. Haciendo variar la frecuencia del generador de señales por encima y por debajo de 10,7 MHz, se observará si la tensión continua que indica el voltímetro pasa de positiva a negativa y viceversa. Si lo hace, el detector de FM trabaja correctamente. Por el contrario, no habiendo obtenido las indicaciones anteriores, deberá comprobarse lo siguiente:

1. Si en la primera prueba no hay tensión entre los extremos de C1, el transformador tiene un defecto, o está cortada alguna conexión con el mismo, o bien alguno de los diodos CR1 o CR2 está abierto, o C1 está en corto circuito. Mediante el óhmetro se averiguará cuál es el componente defectuoso.
2. Si en la segunda prueba, la tensión de salida no pasa por cero, hay la posibilidad de algún defecto en los diodos CR1 o CR2, fugas en C1 o C2 o falta de alineación del secundario de T1. Para su alineación, ajústese exactamente la frecuencia del generador a 10,7 MHz y regúlese el núcleo del secundario hasta obtener lectura cero en el voltímetro de válvulas o transistorizado.

5.8 Alineación mediante generador de barrido

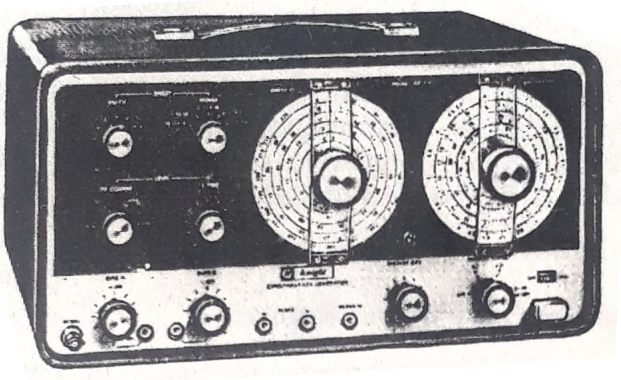
Los receptores de FM pueden alinearse mediante un generador de señales y un voltímetro de válvulas o transistorizado, fundamentalmente como se hace en los receptores de AM. Sin embargo, el procedimiento de alineación se efectúa más rápidamente utilizando un generador de barrido y un osciloscopio, como se indica en la Fig. 5-26. Esta disposición proporciona una curva de respuesta que se ve en la pantalla del osciloscopio. Un generador de barrido produce una señal de prueba modulada en frecuencia que se desvía a razón de 50 Hz sobre un margen de frecuencias superior a la banda de paso del receptor. Se conecta un osciloscopio a la base del transistor limitador, de modo que la tensión de salida de FI deflexiona verticalmente la traza. La deflexión horizontal se obtiene mediante la tensión de 50 Hz, cuya fase está en concordancia con la desviación de la señal de prueba. De esta manera se presenta en la pantalla del osciloscopio la curva de respuesta de frecuencia. El generador de barrido tiene incorporado también un generador marcador. Este generador marcador puede fijarse a cualquier frecuencia dentro de la banda de paso del receptor, apareciendo en la curva la señal marcadora.

Obsérvese que se conecta un resistor de 50 k-ohms en serie con el cable de entrada del osciloscopio (Fig. 5-26). Se denomina resistor de aislación, siendo su función la de filtro de paso bajo y sirve para hacer más aguda la señal marcadora sobre la curva presentada en la pantalla. Este resistor de 50 k-ohms trabaja sobre la capacitancia en paralelo del cable coaxial de entrada del osciloscopio, formando un filtro RC. Constituye un filtro de paso bajo que deriva las frecuencias superiores formadas por el heterodinado de la señal marcadora, dejando solamente las frecuencias inferiores próximas al batido cero. De esta manera aparece claramente visible esta frecuencia de batido cero. Si no se utilizara el resistor de 50 k-ohms, sería



Tensión de 50 Hz de deflexión horizontal

(a)



(b)

Fig. 5—26. Disposición para alinear un receptor de FM mediante un generador de barrido: (a) conexiones para la prueba; (b) generador de barrido y de señales marcadoras.

borrosa la señal producida, abarcaría bastante porción de la curva y no se podría precisar el punto de batido cero.

En el procedimiento de alineación por barrido, el receptor de FM debe sintonizarse a una determinada frecuencia, por ejemplo 100 MHz. Se dispone entonces el generador de barrido a la frecuencia central de 100 MHz con una desviación aproximadamente de 300 kHz. Si los circuitos sintonizados están debidamente alineados, se obtendrá una curva de respuesta como la indicada en la Fig. 5-27. La comprobación con las frecuencias marcadoras señalará los puntos correspondientes al 50 % de la amplitud máxima de 99 MHz y 101 MHz, con una frecuencia central de 100 MHz. Si la frecuencia central no es la adecuada, o si el ancho de banda es demasiado angosto o muy ancho, se observará que los núcleos de sintonía de los transformadores de FI ejercen el mayor efecto al corregir la curva de respuesta. Sin embargo, los núcleos de las bobinas de RF y mezcladora tienen también un efecto apreciable. Cuando todos los núcleos están correctamente ajustados, la curva de respuesta tendrá la altura máxima en la pantalla del osciloscopio, la frecuencia central equidistará de los extremos, el ancho de banda será el normal y la parte superior de la curva presentará cierto aplanamiento.

Aunque el detector de relación puede alinearse por barrido, muchos

técnicos prefieren comprobar los circuitos sintonizados mediante un generador de señales y el voltímetro de válvulas o transistorizado. En cualquiera de los dos casos, las conexiones fundamentales son las mismas. Veamos cómo se alinea el detector de relación por el método de barrido. Refiriéndonos a la Fig. 5-25, la señal de barrido se aplica a la base del transistor limitador (o última FI), estando el generador ajustado a 10,7 MHz. El osciloscopio, con el resistor de aislación en el cable, se conecta a los extremos del resistor de audio R4. Deberá desconectarse temporalmente el capacitor de desacentuación C4, para impedir la distorsión de la curva de respuesta. Si el funcionamiento es normal, aparecerá en

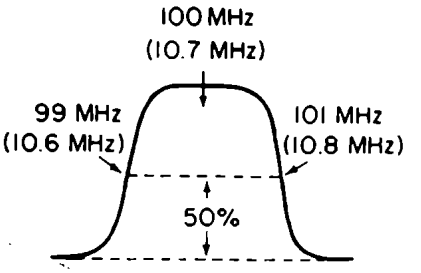


Fig. 5—27. Curva de respuesta de frecuencia normal de un sintonizador para MF.

la pantalla una curva de respuesta de frecuencia como la representada en la Fig. 5-18. Si el transformador del detector de relación necesita alineación, se ajusta el núcleo del primario hasta obtener la altura máxima del diagrama, regulándose luego el núcleo secundario para que el punto de frecuencia 10,7 MHz esté situado exactamente en el centro de la curva "S".

En la práctica, puede ser difícil o imposible ver la señal marcadora de 10,7 MHz en el centro de la curva S, debido a la acción limitadora propia del detector de relación. Por lo tanto, debe desconectarse temporalmente el capacitor estabilizador C1 (Fig. 5-25). No obstante, hay osciladores de barrido que tienen la posibilidad de producir señales marcadoras por inyección, en cuyo caso la señal de 10,7 MHz se verá perfectamente sin necesidad de desconectar el capacitor estabilizador. La alineación de un discriminador se comprueba del mismo modo general que un detector de relación. En todos los casos se deberán consultar las instrucciones del manual para conocer en detalle las conexiones para la prueba y procedimientos de ajuste.

Receptores para Estereofonía Multiplex por FM

6.1 Consideraciones generales

La transmisión y recepción estereofónica multiplex por modulación de frecuencia proporciona recepción binaural, además de alta fidelidad. La Fig. 6-1 representa la disposición básica de un sistema estereofónico multiplex. Obsérvese que tiene dos canales de audio separados, llamados canal izquierdo y canal derecho. Debido a que el micrófono situado a la izquierda capta una señal diferente que el micrófono de la derecha, los canales izquierdo y derecho deberán trabajar con ondas de audio diferen-

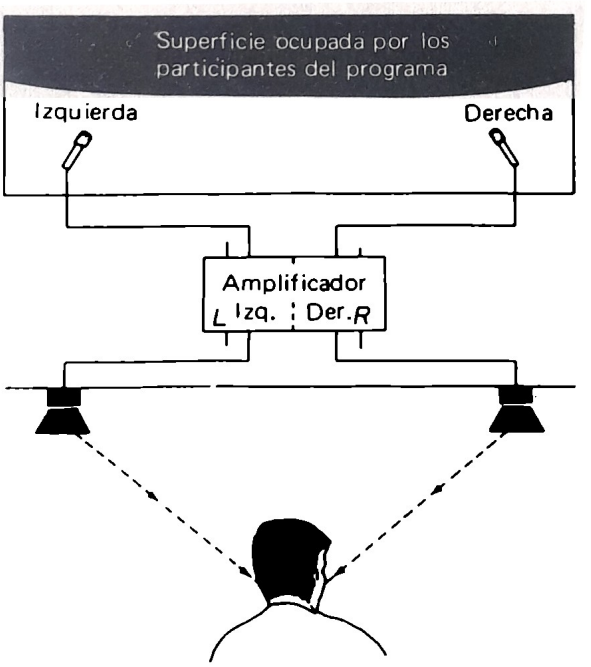


Fig. 6—1. Disposición fundamental en un sistema estereofónico multiplex.

tes. Dijimos anteriormente que los canales para la radiodifusión por FM están distribuidos teniendo en cuenta la transmisión de señales monoaurales, y la señal ocupa todo el canal. Sería desperdiciar el espacio disponible para la transmisión por FM si las señales estereofónicas tuvieran que ocupar canales de doble ancho, con respecto a las señales monofónicas; por lo tanto, se emplea el llamado sistema multiplex. Este sistema permite transmitir dos señales de audio diferentes en el mismo canal de FM, sin interferencia mutua. La transmisión y recepción estereofónica por FM se hace mediante el sistema representado por el diagrama en bloques de la Fig. 6-2, que en el transmisor codifica las dos señales en una sola, decodificándose en el receptor.

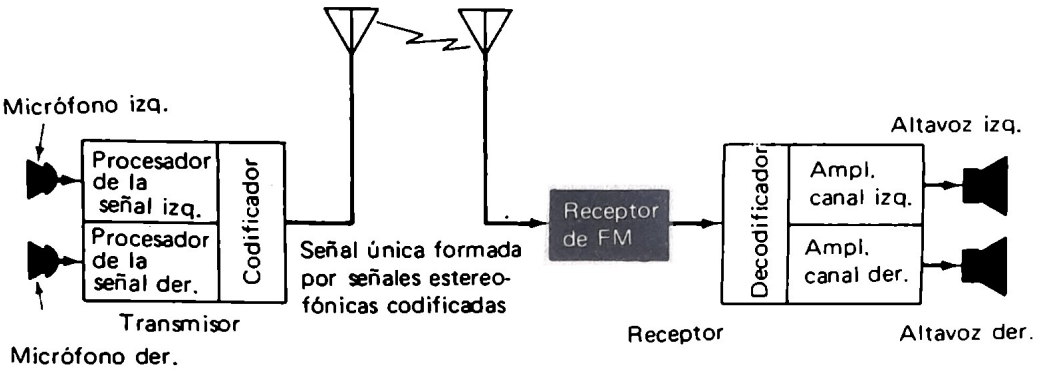


Fig. 6—2 Diagrama en bloques del sistema estereofónico multiplex.

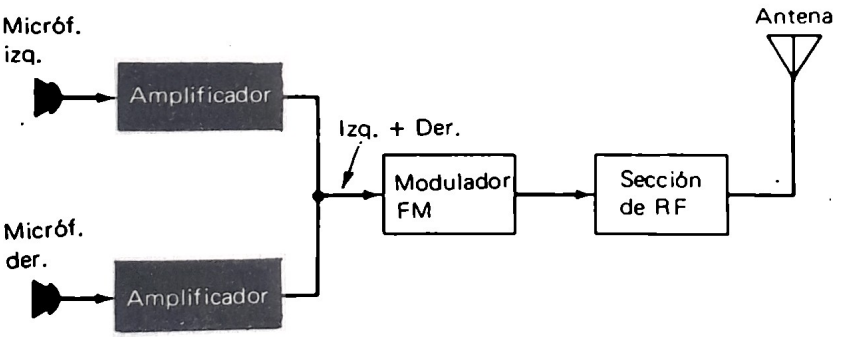


Fig. 6—3. Formación de la señal única monofónica.

En el proceso de codificación de la señal estereofónica multiplex por modulación de frecuencias, el primer paso es la formación de la señal monofónica a partir de las salidas de los micrófonos izquierdo y derecho, como indica la Fig. 6-3. Quiere decirse que mezclando o combinando las señales que llamaremos izquierda y derecha, se obtiene una señal esencialmente igual a la producida por un solo micrófono. Cuando esta señal suma de las señales izquierda y derecha se aplica al modulador de FM, la señal irradiada por la antena equivale a la irradiada en una transmisión monofónica común. Los receptores normales para modulación de frecuencia la

reciben y reproducen sin necesitar modificación alguna. Podríamos entonces preguntar porqué se emplean dos micrófonos para formar una señal monofónica que puede tenerse igualmente partiendo de un solo micrófono. La respuesta es para la reproducción estereofónica deben estar presentadas las señales izquierda y derecha, como veremos enseguida.

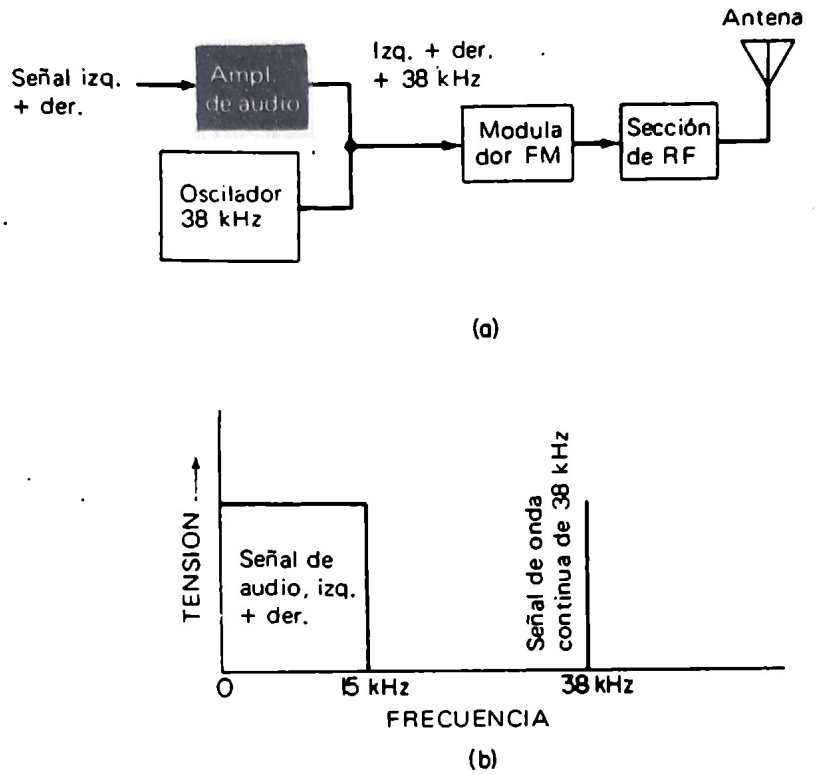


Fig. 6—4. Inserción de la subportadora estereofónica en la señal monofónica: (a) disposición básica; (b) espectro de frecuencias.

La Fig. 6-4 representa el primer paso del proceso de codificación. A la señal monofónica formada por la suma de las señales izquierda y derecha se añade una onda continua de 38 kHz, llamada subportadora. Esta subportadora no afecta a la recepción monofónica, puesto que su frecuencia es demasiado elevada para atravesar la sección de audio del receptor. Observemos además que la subportadora está modulada en amplitud por una segunda señal de audio (A2), como se ve en la Fig. 6-5. A su vez, la subportadora está acompañada por dos bandas laterales. Como ocurría anteriormente, esta subportadora modulada no afecta a la recepción monofónica, porque las frecuencias de las bandas laterales son demasiado elevadas para atravesar la sección de audio del receptor. Sin embargo, la señal suma de las señales izquierda y derecha (que en lo sucesivo abreviaremos I + D) pasa por la sección de audio, proporcionando la recepción monofónica normal. Ya tenemos, pues, el método para codificar una segunda señal de audio en la señal monofónica. Esta es la base de la transmisión y recepción estereofónica multiplex.

Además de la señal I + D acabada de describir, el sistema estereofónico multiplex emplea también la señal I — D. Anticipándonos a la explicación que daremos, digamos que esta señal I — D se necesita para recuperar, en el receptor, las primitivas señales I y D. Porque sumando y restando las señales I + D e I — D, se obtiene como salida las señales I y D, de esta manera:

$$\begin{array}{rr} \text{(Sumando)} & \begin{array}{r} I + D \\ I - D \\ \hline 2\,I \end{array} \end{array} \qquad \begin{array}{rr} \text{(Restando)} & \begin{array}{r} I + D \\ I - D \\ \hline 2\,D \end{array} \end{array}$$

La Fig. 6-6 demuestra la formación de la señal I — D. Obsérvese que la señal D pasa a través de un inversor de polaridad, tal como un transistor trabajando en configuración de emisor común. Entonces, combinando la salida del inversor de polaridad con la señal I, se obtiene la señal I — D. En la Fig. 6-7 se ha indicado la forma que tienen las señales I, D, — D, I + D,

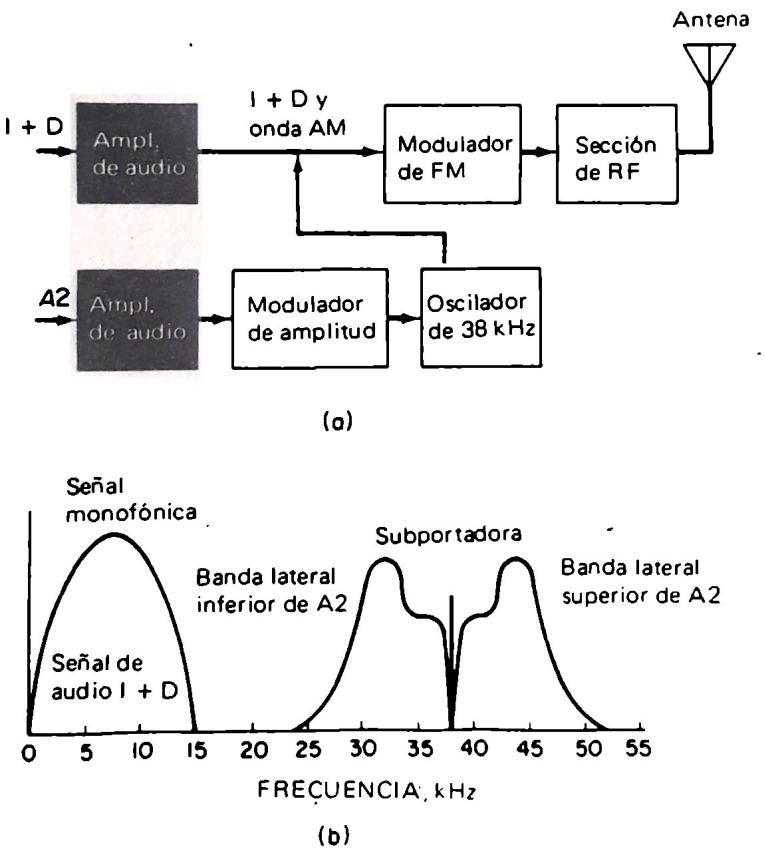


Fig. 6—5. Modulación de amplitud de la subportadora por una segunda señal de audio A2: (a) Diagrama en bloques; (b) Espectro de frecuencias.

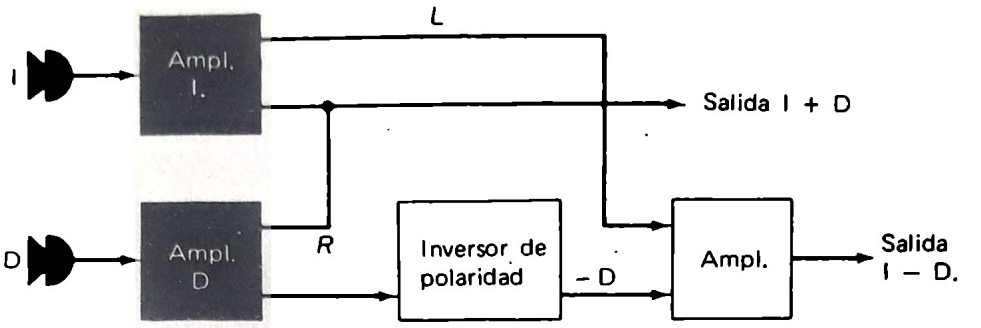


Fig. 6—6. Formación de la señal I — D.

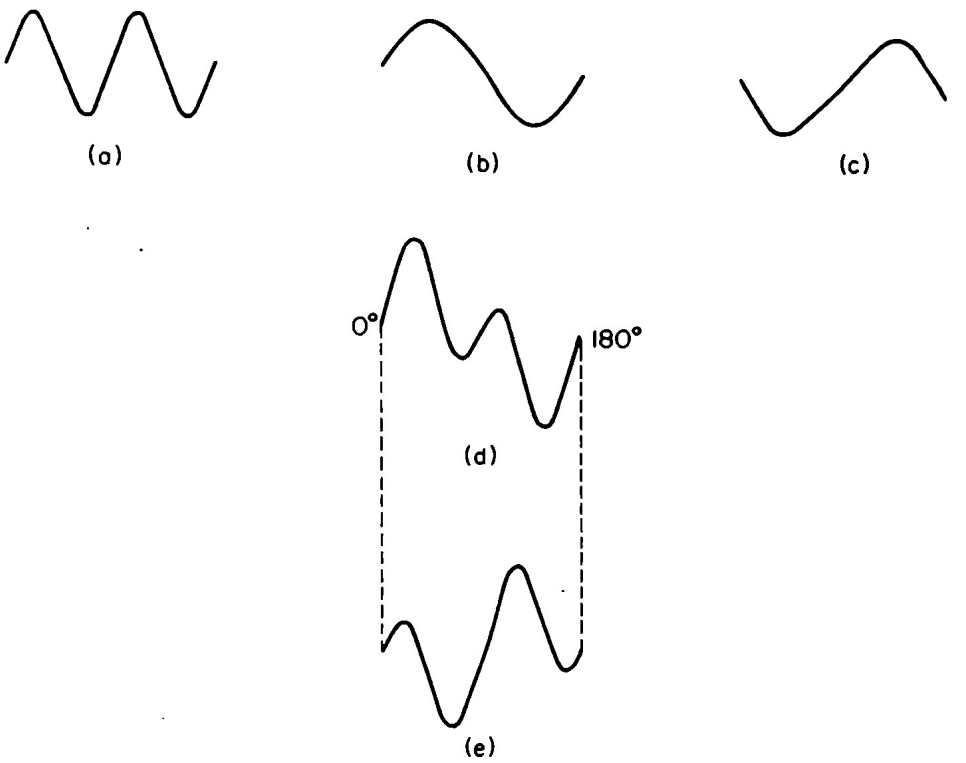


Fig. 6—7; Ondas fundamentales en un sistema estereofónico multiplex: (a) Señal del canal I; (b) Señal del canal D. (c) Señal —D; (d) Señal I + D; (e) Señal I — D.

e I — D. La transmisión estereofónica multiplex por FM se realiza, pues, con la disposición representada en la Fig. 6-8. Este sistema es perfectamente utilizable. No obstante, tiene un pequeño inconveniente, porque la subportadora de 38 kHz representa una fracción apreciable de la potencia disponible, y se resta por lo tanto de la potencia que podría ponerse en la señal I + D y en la señal de la banda lateral I — D. En consecuencia, se suprime, en la práctica, la transmisión de la portadora de 38 kHz, sustituyéndola por una subportadora de poca potencia, como representa la Fig. 6-9. Obsérvese que la subportadora piloto de poca potencia trabaja en

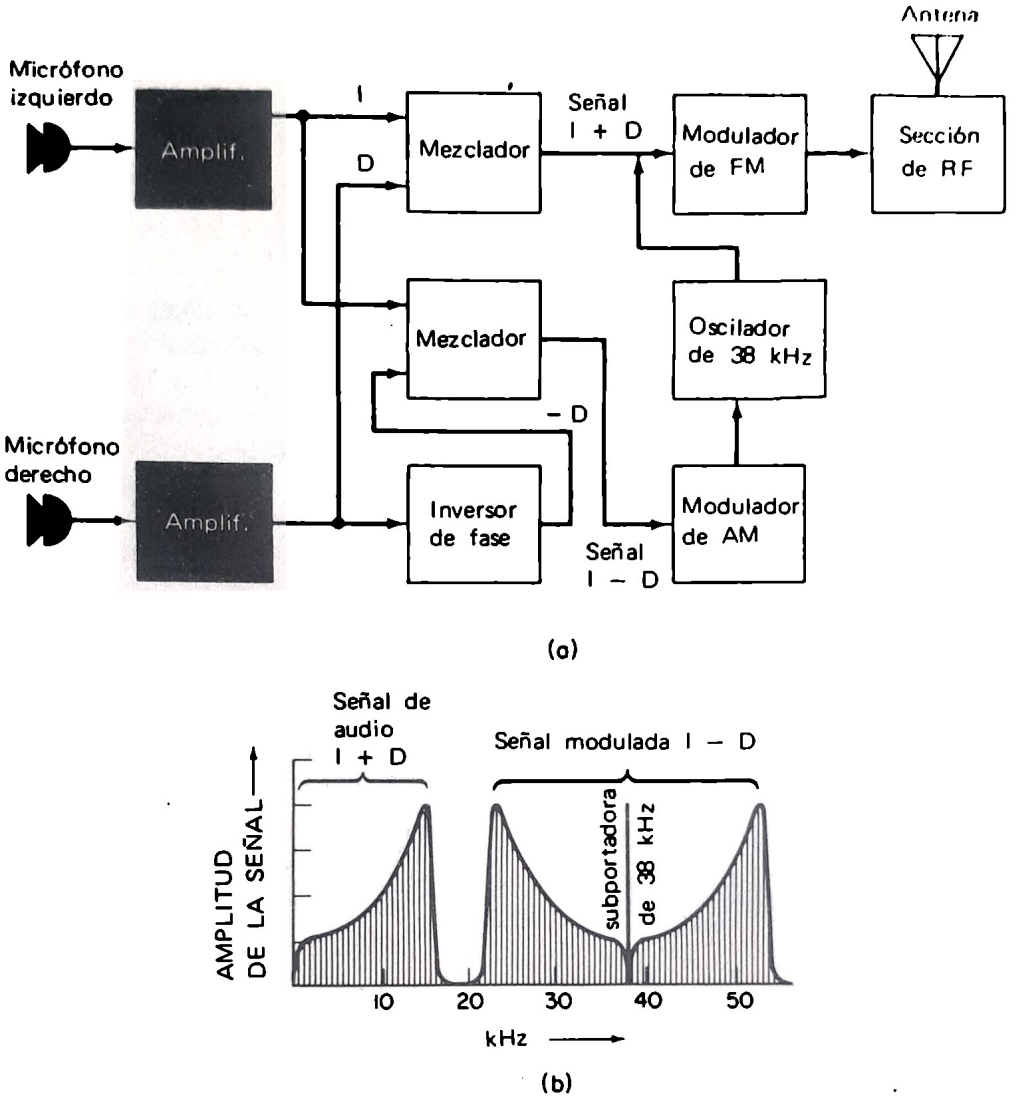


Fig. 6—8. **Transmisor de estereofonía multiplex: (a) Diagrama en bloques; (b) Espectro de frecuencias.**

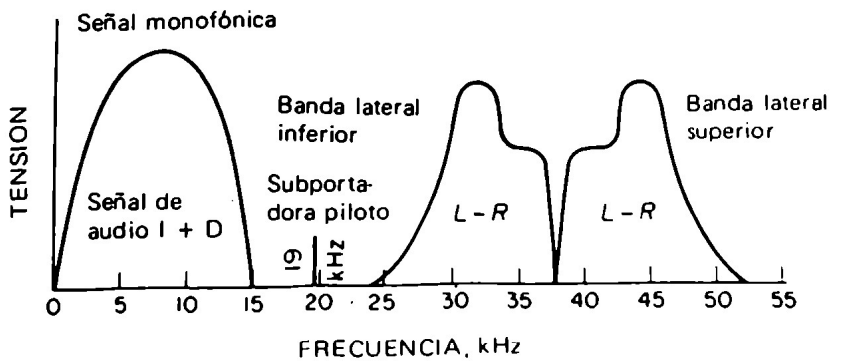


Fig. 6—9. **Se ha suprimido la subportadora de 38 kHz, habiendo puesto en su lugar una subportadora piloto de 19 kHz.**

19 kHz, estando bien separada de la señal I + D y de la señal de la banda lateral I — D. Como veremos, la subportadora piloto de 19 kHz pasa en el receptor a través de un doblador de frecuencia para reconstituir la subportadora original de 38 kHz de la señal estereofónica.

6.2 Sistemas de recepción de estereofonía multiplex por FM

En cualquier sistema de recepción de estereofonía multiplex, debe regenerarse la subportadora de 38 kHz a partir de la subportadora piloto de 19 kHz. A su vez, se inserta la subportadora de 38 kHz a la señal de la banda lateral I — D para reconstituir la señal I — D completa. Si no se reconstituyera la señal I — D, se distorsionaría notablemente la onda de audio frecuencia. Para comprender esta exigencia, conviene observar las ondas que se encuentran en los circuitos para estereofonía multiplex. Veamos qué ocurre cuando en el transmisor actúa solamente el micrófono del canal derecho (D) siendo cero la salida del micrófono del canal izquierdo (I). La Fig. 6-10 representa las ondas que se producen hasta que se suprime la subportadora de 38 kHz. Obsérvese que la onda modulada de la señal I — D tiene hasta el momento una envolvente que corresponde a la

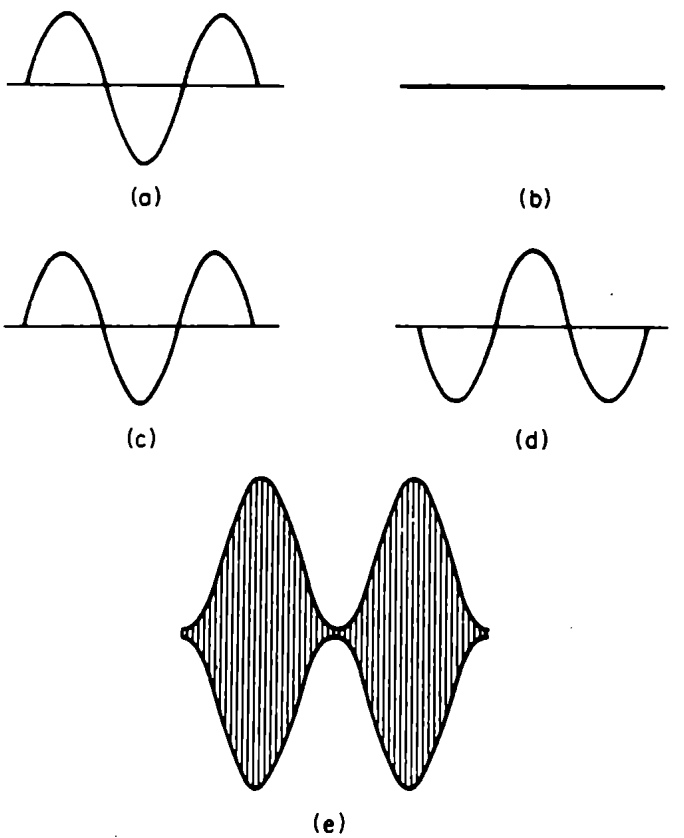


Fig. 6—10. Ondas fundamentales cuando funciona solamente el micrófono izquierdo: (a) Salida del micrófono I; (b) Salida del micrófono D; (c) Señal I + D; (d) Señal I — D modulada sobre la subportadora de 38 kHz.

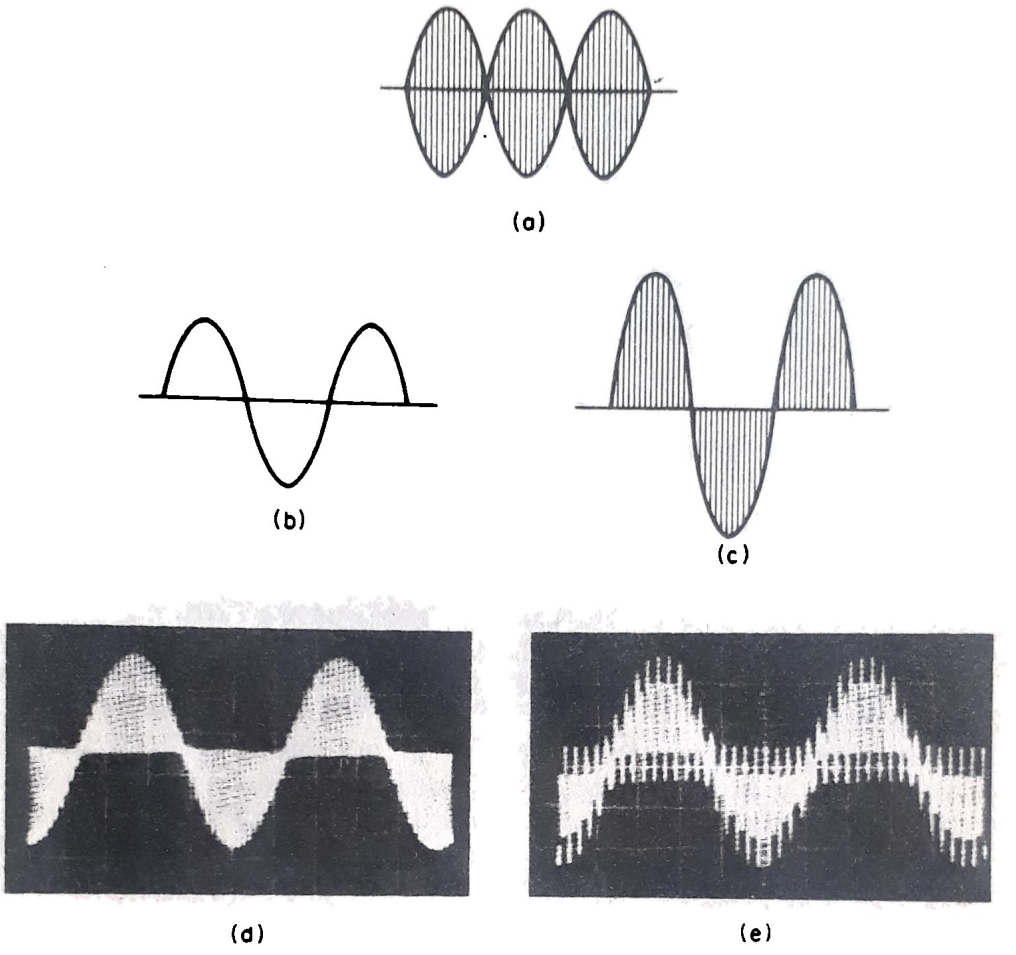


Fig. 6—11. Desarrollo de la señal estereofónica multiplex compuesta: (a) Onda modulada. I — D con la subportadora de 38 kHz suprimida; (b) Señal I + D; (c) Señal estereofónica multiplex compuesta (a) + (b); (d) Señal compuesta antes de añadir la subportadora piloto; (e) Señal compuesta con la subportadora de 19 kHz (*Gentileza de* Howard W. Sams & Co., Inc.).

señal I — D. Si esta onda modulada se transmitiera sin modificación, no se necesitaría reconstituir la señal I — D.

Por otra parte como se hizo observar anteriormente, la subportadora de 38 kHz se suprime en la señal I — D antes de la transmisión. En la Fig. 6-11 puede verse el resultado de la supresión de la subportadora. Se produce una envolvente de modulación de frecuencia doble, y esta envolvente ya no tiene la forma de una verdadera onda senoidal. Por lo tanto, la señal I — D se reproduciría en forma muy distorsionada, a menos que en el receptor se inserte la subportadora de 38 kHz que falta en la señal de la banda lateral I — D. Obsérvese también en la Fig. 6-11 que combinando la señal I + D con la señal I — D se produce la señal estereofónica compuesta dibujada en (c). Esta señal estereofónica compuesta se halla presente en el receptor, a la salida del detector de modulación de

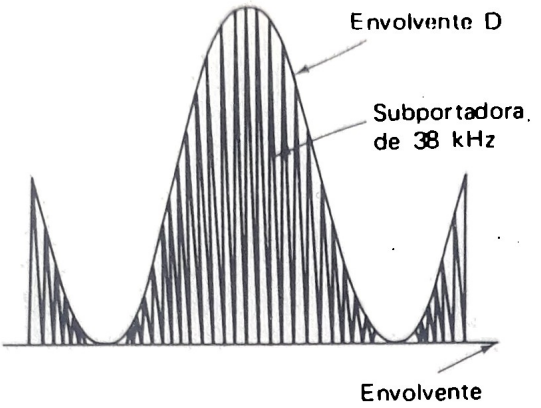


Fig. 6—12. Señal compuesta reconstituida.

frecuencia. Por lo tanto, al insertar la subportadora ausente de 38 kHz, la onda reconstituida tiene el aspecto que se aprecia en la Fig. 6-12. Haciendo pasar esta onda reconstituida a través de un filtro cuyo punto de corte de alta frecuencia sea de 20 kHz, se obtiene la señal D original de la Fig. 6-10(a). Es éste un ejemplo del proceso de decodificación de la señal estereofónica multiplex.

Veamos ahora lo que ocurre cuando al micrófono D llega una cierta audio frecuencia y al micrófono I otra audio frecuencia más alta. Siguiendo para la señal adicional los pasos anteriormente explicados, se verá que la señal compuesta reconstituida tiene la forma dibujada en la Fig. 6-13. Véase que la envolvente derecha es siempre positiva, mientras que la

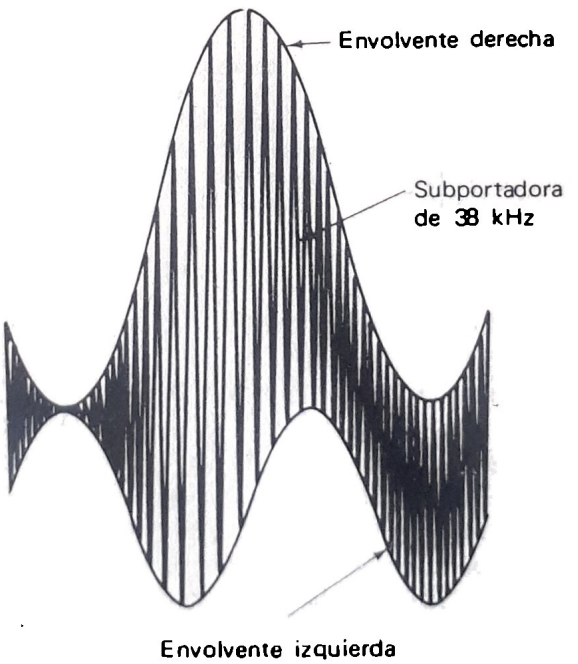


Fig. 6—13. Señal compuesta reconstituida, funcionando los micrófonos derecho e izquierdo.

envolvente izquierda es siempre negativa. Para separar las señales I y D de la onda compuesta, se aprovecha, en uno de los métodos básicos de decodificación estereofónica multiplex, esta diferencia de polaridad. Posteriormente lo explicaremos con mayor detalle.

Es interesante observar ahora el filtro de paso de banda y sistema de matriz de la decodificación estereofónica. Haciendo referencia a la Fig. 6-8, véase que la señal de audio I + D abarca desde 15 Hz hasta 15 kHz, y la señal modulada I — D abarca desde 23 kHz hasta 53 kHz. Por lo tanto, utilizando un filtro de paso de banda con frecuencias de corte de 23 kHz y 53 kHz, como en la Fig. 6-14, pueden separarse de la onda estereofónica compuesta las señales moduladas I — D e I + D. En la Fig. 6-15 se ha representado el diagrama de bloques de un decodificador de este tipo. Obsérvese que la salida del discriminador se divide entre el amplificador y el circuito de paso de banda. A través del amplificador solamente puede pasar la componente I + D de la señal compuesta, porque la frecuencia de corte de este amplificador de audio es de 15 kHz. En cambio, a través del circuito de paso de banda únicamente puede pasar la señal modulada I — D, porque las frecuencias de corte de este circuito son de 23 kHz y de 53 kHz. En consecuencia, se han separado los dos componentes básicos de la señal compuesta.

Véase ahora que, según la Fig. 6-15, al circuito de paso de banda sigue un oscilador de 38 kHz. Por lo tanto, a la señal de banda lateral I — D se

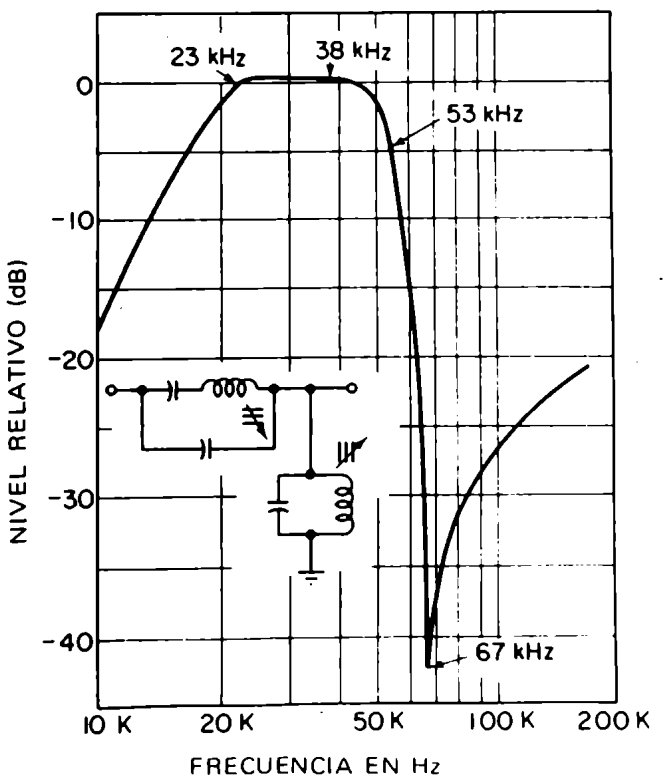


Fig. 6—14. Característica de un filtro de paso de banda.

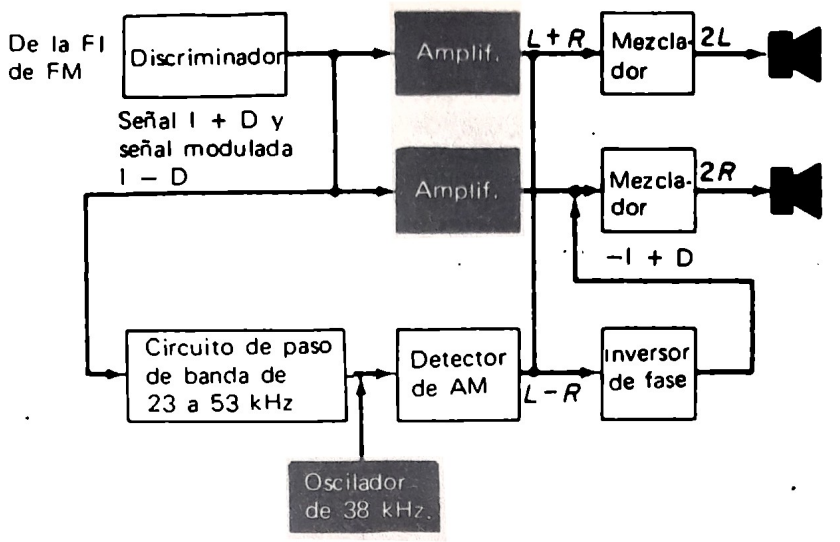


Fig. 6—15. Diagrama en bloques básico del método de decodificación estereofónico multiplex por paso de banda y matriz.

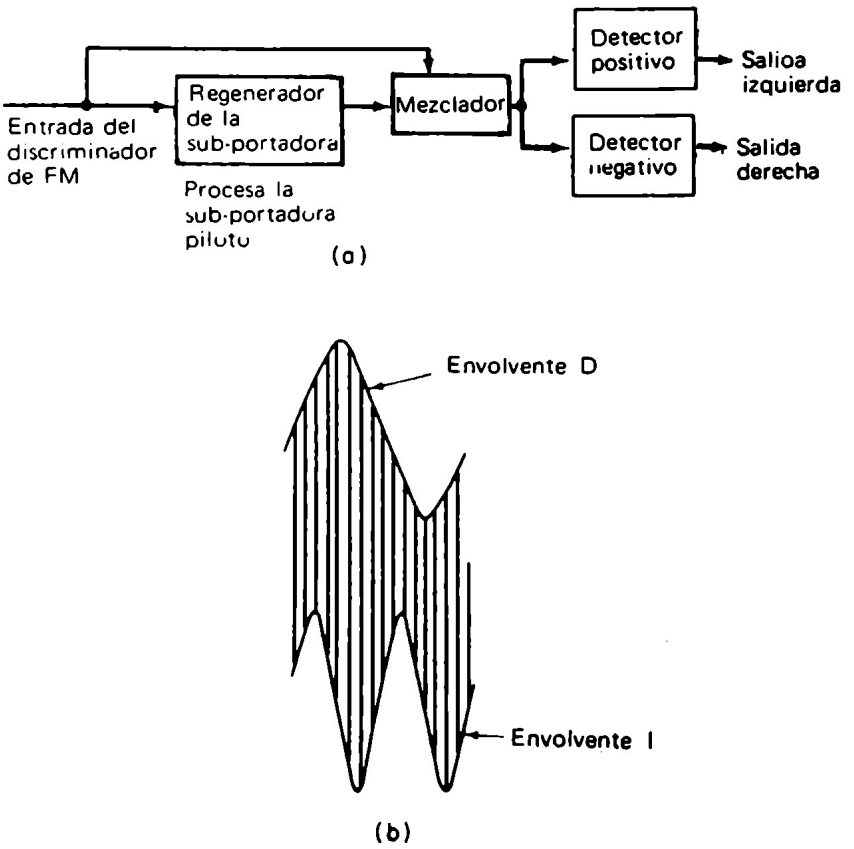


Fig. 6—16. Decodificación de señales estereofónicas multiplex por el método de detección de envolvente: (a) Diagrama en bloques; (b) Onda aplicada a los detectores positivo y negativo.

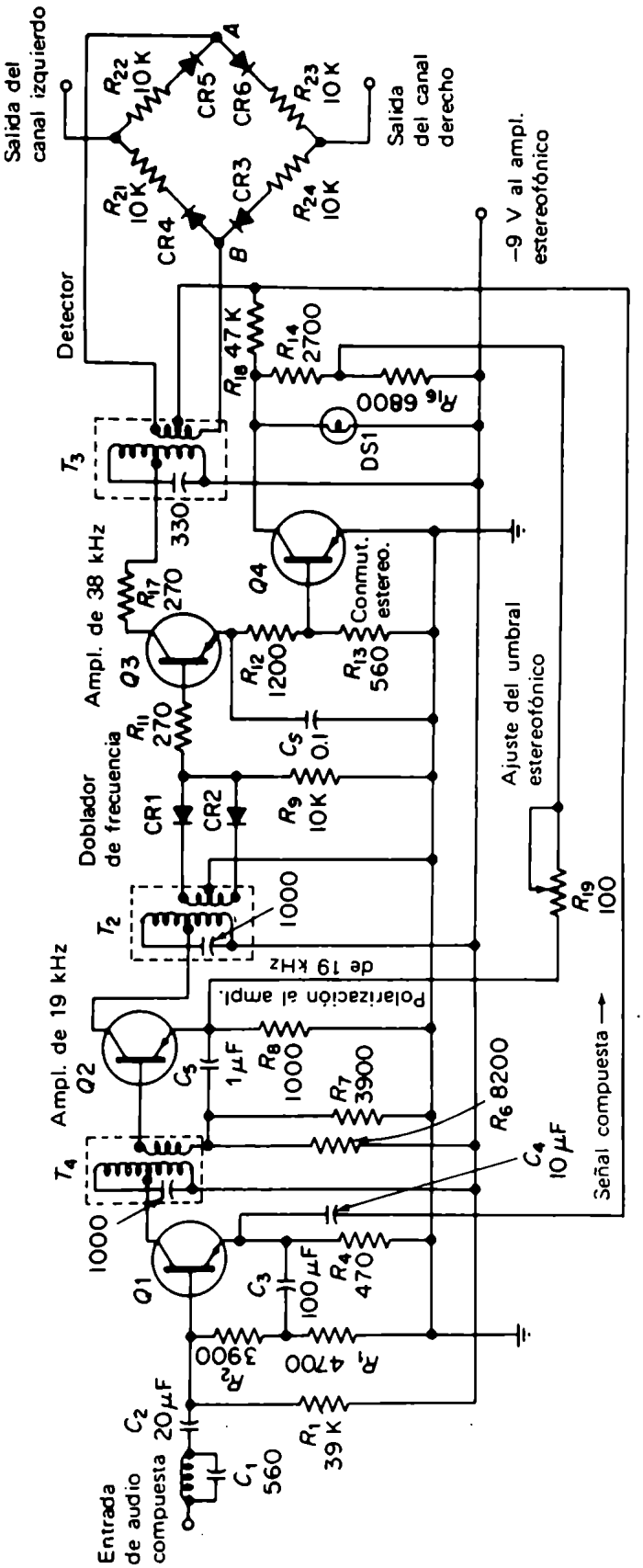


Fig. 6–17. Decodificador estereofónico multiplex del tipo de puente de conmutación.

inserta la subportadora de 38 kHz que faltaba. Luego, la señal modulada reconstituida I — D pasa a través de un detector de modulación de amplitud para recuperar la envolvente de modulación I — D. Ya se dispone ahora de las señales I + D e I — D para seguir el proceso. Primero, se combina la señal I — D con la I + D para recuperar la señal I, que se aplica después al altavoz izquierdo. En segundo lugar, la señal I — D pasa a través de un inversor de fase para transformarse en señal — I + D. Esta señal se combina con la señal I + D para recuperar la señal D, que se aplicará al altavoz derecho. Si bien el sistema de paso de banda y matriz fue el primer método utilizado para la decodificación, tiene pequeños inconvenientes que le hicieron perder actualidad. Estos detalles se comprenderán mejor una vez estudiados otros métodos de decodificación.

En la Fig. 6-16 vemos otro procedimiento básico para la decodificación de señales estereofónicas multiplex, llamado de detección de envolvente. En él, la señal estereofónica compuesta se reconstituye en la etapa mezcladora, de modo que a los detectores positivo y negativo se aplica una onda cuya forma es la representada en (b). Cada uno de los detectores deja pasar una de las envolventes, separando en consecuencia las señales I y D. Esta disposición tiene la ventaja de su sencillez, al no necesitar filtro de paso de banda. Obsérvese además que mediante un filtro de paso de banda no es posible la separación completa de las señales I y D a causa del desplazamiento de fase que tiene lugar en el filtro, cerca de las frecuencias de corte. El desplazamiento de fase perjudica el trabajo de las matrices. Sin embargo, el decodificador del tipo de detector de envolvente tiene también sus pequeños inconvenientes, por lo que tampoco se emplea.

En la Fig. 6-17 puede verse el circuito de un decodificador del tipo de conmutador en puente. Actualmente es el tipo de decodificador que más se emplea. Su principio de trabajo se funda en la conducción alternada de los diodos conectados en puente. La tensión de la subportadora de 38 kHz se aplica a los puntos A y B del puente. Cuando el punto A es positivo y el B negativo, los diodos CR3 y CR6 conducen. En cambio, cuando el punto B es positivo y el A negativo, conducen los diodos CR4 y CR5. Obsérvese que la señal compuesta se aplica, con respecto a masa, a los puntos A y B. Por lo tanto, cuando conducen CR3 y CR6, se obtiene la salida del canal derecho, y la del canal izquierdo cuando conducen CR4 y CR5. Obsérvese en la Fig. 6-13 que los picos positivos y negativos de la subportadora corresponden a las envolventes D e I. Por lo tanto, la señal D se obtiene de la salida del canal derecho, y la señal I de la salida del canal izquierdo. Indudablemente, la separación de las señales I y D no se produciría si Q2 o Q3 no trabajaran normalmente, porque la portadora insertada de 38 kHz no tendría la correcta relación de fase con las frecuencias de la banda lateral I — D.

Véase, en la Fig. 6-17, cómo se regenera la subportadora de 38 kHz. El transformador T4 está sintonizado a 19 kHz y capta la subportadora piloto de la señal estereofónica multiplex compuesta. Q2 amplifica la subportadora piloto aplicándola a los diodos dobladores de frecuencia CR1 y CR2. Esta es una disposición asimétrica en paralelo que suministra a Q3 la frecuencia de 38 kHz. De tal manera, la subportadora regenerada se aplica al puente de conmutación por intermedio de T3. Obsérvese que Q1 trabaja

en configuración de emisor común con respecto a la subportadora piloto, pero en configuración de colector común con respecto a la señal compuesta. Cuando el receptor de FM no está sintonizado a una transmisión estereofónica, la lamparita DS1 está apagada. Pero cuando se hace presente una subportadora piloto, Q3 conduce y bloquea a Q4. Aumenta entonces la tensión de colector de Q4 y se enciende la lamparita DS1. El potenciómetro R19 permite ajustar el nivel de umbral del conmutador en puente, para compensar la tolerancia de los componentes del circuito.

Cuando la salida de un detector de FM tiene conectado un decodificador estereofónico, no se emplea red de desacentuación en el punto de toma. Si se conectara un decodificador a la salida de la red de desacentuación, se atenuaría notablemente la señal de la banda lateral I — D. La subportadora piloto también resultaría muy atenuada. Por lo tanto, la red de desacentuación está después del decodificador. Como ejemplo, en el circuito de la Fig. 6-17, los conductores de salida de los canales izquierdo y derecho que parten del puente de conmutación están conectados a las redes de desacentuación antes de que las señales de audio entren a los amplificadores izquierdo y derecho del receptor. El decodificador del tipo de puente de conmutación se usa mucho porque su funcionamiento es estable, no necesita ajustes críticos de equilibrio y proporciona buena separación de las señales I y D con muy bajo tanto por ciento de distorsión.

6.3 Reparación de circuitos para estereofonía multiplex

La prueba fundamental para conocer el funcionamiento de un decodificador consiste en medir la separación, en decibeles, entre las señales I y D. Esta prueba se efectúa mediante un generador de señales estereofónicas y

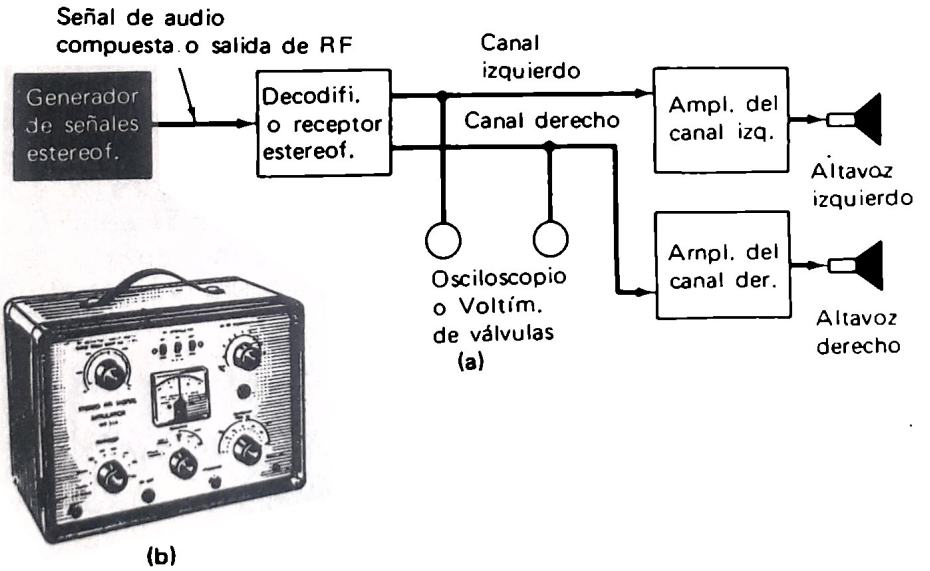


Fig. 6—18. Ensayo de separación en un decodificador o receptor estereofónico: (a) Disposición para la prueba; (b) Generador de señales estereofónicas.

un osciloscopio o voltímetro de válvulas o transistorizado, como se indica en la Fig. 6-18. Si hay que probar el receptor de FM, se aplica a sus terminales de antena la salida de radio frecuencia del generador. Cuando solamente se comprueba el decodificador, se aplica a su entrada la señal compuesta de audio frecuencia del generador. Deben realizarse ambas pruebas cuando hay poca separación entre las señales, para determinar si el inconveniente está en los circuitos del receptor o del decodificador. En cualquier caso, para comprobar la separación, se aplica señal D, midiéndose la tensión de salida en los canales izquierdo y derecho. Teóricamente, habrá cero volts en el canal izquierdo. Sin embargo, en la práctica la separación no es completa, considerándose normal una separación de 30 dB. Análogamente, aplicando señal I, la separación entre los dos canales será también de 30 dB.

Si se emplea el osciloscopio, los diagramas que se exhibirán en la pantalla serán como los dibujados en la Fig. 6-19. En este ejemplo, hay una relación de tensiones de 8 a 1 entre la salida del canal derecho y del izquierdo. La separación corresponde a 18 dB, indicando que no es normal el trabajo del decodificador. Téngase en cuenta que si se observara salida normal en el canal izquierdo, también señalaría algún inconveniente, probablemente algún circuito abierto o en corto en el canal izquierdo. Supongamos el caso en que se encontrara una separación de 18 dB haciendo la comprobación de todo el sistema receptor. Después se hace una prueba para verificar la separación que proporciona el decodificador por separado. Si entonces se mide una separación de 30 dB o más, se habrá llegado a la conclusión de que el defecto está en los circuitos de recepción. En muchos casos, los circuitos de alta frecuencia o de detección, o ambos a la vez, necesitan alineación. Pero si éste es normal, habrá que localizar algún componente defectuoso.

Supongamos ahora que se ha medido una separación de 18 dB en todo el sistema receptor y la medición en el decodificador indica 20 dB. Se deduce que el inconveniente ha de estar en el decodificador. Como en el caso anterior, debe comprobarse primeramente la alineación de los circuitos sintonizados. Como ejemplo, en el caso de un circuito como el de la Fig. 6-17, se comprobaría la alineación de T2, T3 y T4. Son pruebas de fácil realización, pues estos circuitos están sintonizados a 19 kHz o 38 kHz. Muchas veces no hace falta emplear generador de señales, retocando simplemente los núcleos mientras se observa cómo varía la separación según el instrumento o el osciloscopio. Si la alineación del decodificador es

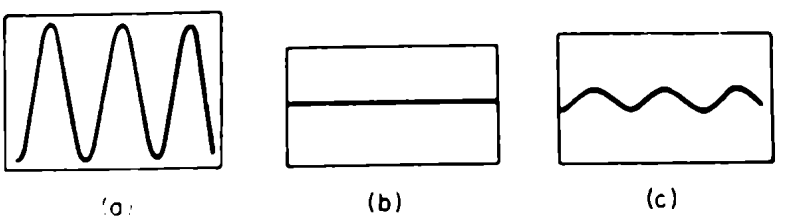


Fig. 6—19. Figuras observadas en el osciloscopio durante las pruebas de separación: (a) Salida del canal derecho; (b) Respuesta ideal del canal izquierdo; (c) Separación de 18 dB del canal izquierdo.

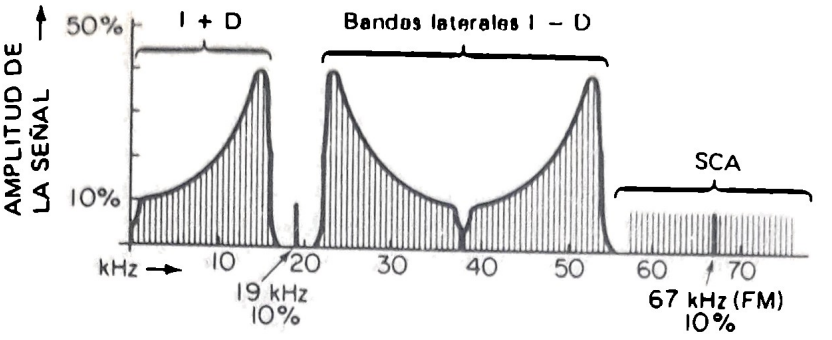


Fig. 6—20. Relación entre la señal SCA y la señal estereofónica compuesta.

normal, habrá que encontrar algún componente defectuoso. Los capacitores con pérdidas son muchas veces causantes de los inconvenientes. Alguno de los diodos del puente podrá tener mala relación entre la resistencia directa y la inversa. También algún transistor puede hallarse en malas condiciones. Como se dijo en otras oportunidades, los componentes defectuosos se localizan midiendo tensiones con el voltímetro para tensión continua, complementadas con mediciones de resistencia, si es necesario. En los circuitos con semiconductores es muy útil el óhmetro con escalas bajas y altas.

Muchos decodificadores contienen un circuito trampa sintonizado a la frecuencia de 67 kHz. Esta frecuencia corresponde a una subportadora que mediante un decodificador especial sirve para la llamada "música funcional", que se transmite junto con una emisión normal en FM. Esta

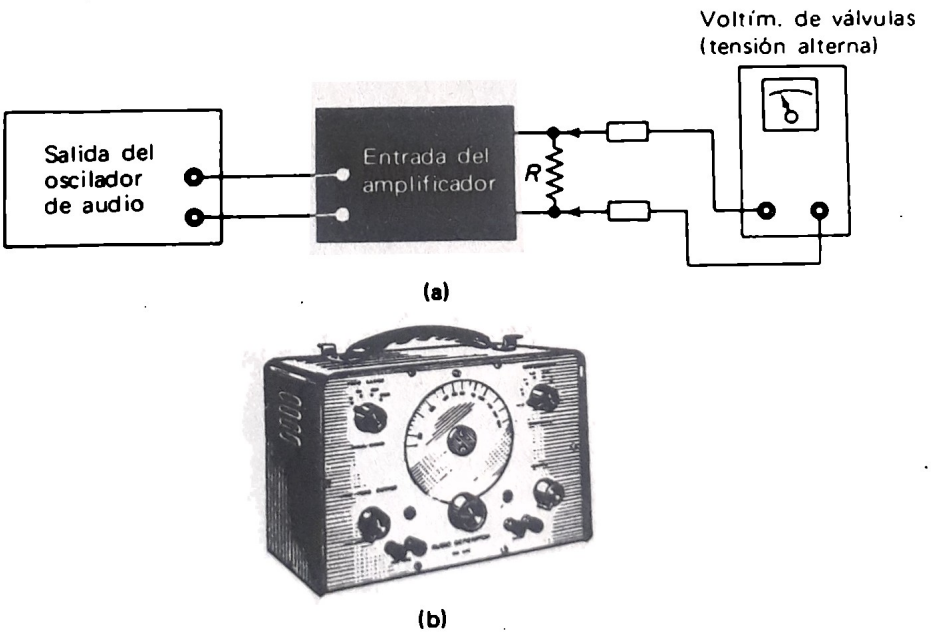


Fig. 6—21. Disposición para comprobar la respuesta de frecuencia: (a) Conexiones necesarias; (b) Oscilador de audio.

portadora se designa en inglés con la abreviatura "SCA" (*subsidiary carrier authority*, portadora subsidiaria); en la Fig. 6-20 puede verse la relación entre la señal SCA y la señal estereofónica compuesta. Si la recepción estereofónica está perturbada por silbidos, hay que comprobar el ajuste de la trampa SCA. Téngase en cuenta que inconvenientes en la sección mezcladora heterodina del receptor así como la regeneración en alguna etapa amplificadora de FI pueden dar también por resultado silbidos en la recepción. Ya sabemos que los capacitores de desacoplamiento en circuito abierto son causa frecuente de regeneración. Aunque no es común, ciertas interferencias externas también pueden producir silbidos. En este caso, el inconveniente desaparecerá desconectando la antena y conectando en su lugar el generador de señales. Las interferencias externas disminuyen o se eliminan instalando una antena altamente direccional, provista de rotor, para orientarla hacia las diferentes estaciones transmisoras.

Los receptores estereofónicos para modulación de frecuencia emplean amplificadores de audio de alta fidelidad con una distorsión armónica inferior al 1 % y una respuesta de frecuencia que es plana, dentro de ± 1 dB, desde 15 Hz hasta 15 kHz. La respuesta de frecuencia se comprueba como indica la Fig. 6-21. Se excita el amplificador mediante un oscilador de audio con salida uniforme dentro de los límites de 15 Hz a 15 kHz. Para evitar el excesivo ruido durante el ensayo, se desconecta el altavoz, conectando en su lugar un resistor de valor y disipación adecuados. Por ejemplo, si el amplificador tiene una salida nominal de 5 wats con una impedancia de 8 ohms, se conectará un resistor de 8 ohms y una disipación de 10 wats, para que no se caliente demasiado. La tensión de salida se medirá con un voltímetro para tensión alterna, de válvulas o transistorizado, conectado a los extremos del resistor. Conviene comprobar la respuesta de frecuencia con la máxima salida nominal del amplificador. Continuando con el ejemplo anterior, se aumentará la salida del oscilador hasta que el voltímetro indique 6,3 volts (recuérdese que $W = E^2/R$). Se hace variar entonces la frecuencia del oscilador desde 15 Hz hasta 15 kHz, observando la indicación del instrumento.

Si un amplificador tiene mala respuesta de frecuencia, se efectuarán mediciones de tensión continua en el circuito para localizar la sección defectuosa. Los capacitores producen muchas veces los inconvenientes. Por ejemplo, en el circuito de la Fig. 6-22 algún capacitor con pérdidas podría trastornar la distribución de las tensiones continuas. O bien algún capacitor electrolítico, por ejemplo C1, C3, C4 o C5 podría haber perdido buena parte de su capacitancia nominal. Un capacitor puede también ponerse en circuito abierto. Si no hay capacitores defectuosos, se comprobarán después los transistores de potencia. Si, por ejemplo, Q4 o Q5 tienen pérdidas en la juntura de colector, la respuesta de frecuencia será pobre. También los transistores de poca señal y los diodos pueden sufrir inconvenientes, aunque no es tan común.

La distorsión armónica se comprueba mediante la disposición representada en la Fig. 6-23. Se utiliza normalmente la frecuencia de prueba de 1 kHz, si bien podrían emplearse otras. El amplificador debe probarse con la salida a su máxima potencia nominal, porque la distorsión aumenta con la salida. Si el ensayo demuestra que el amplificador distorsiona en exceso,

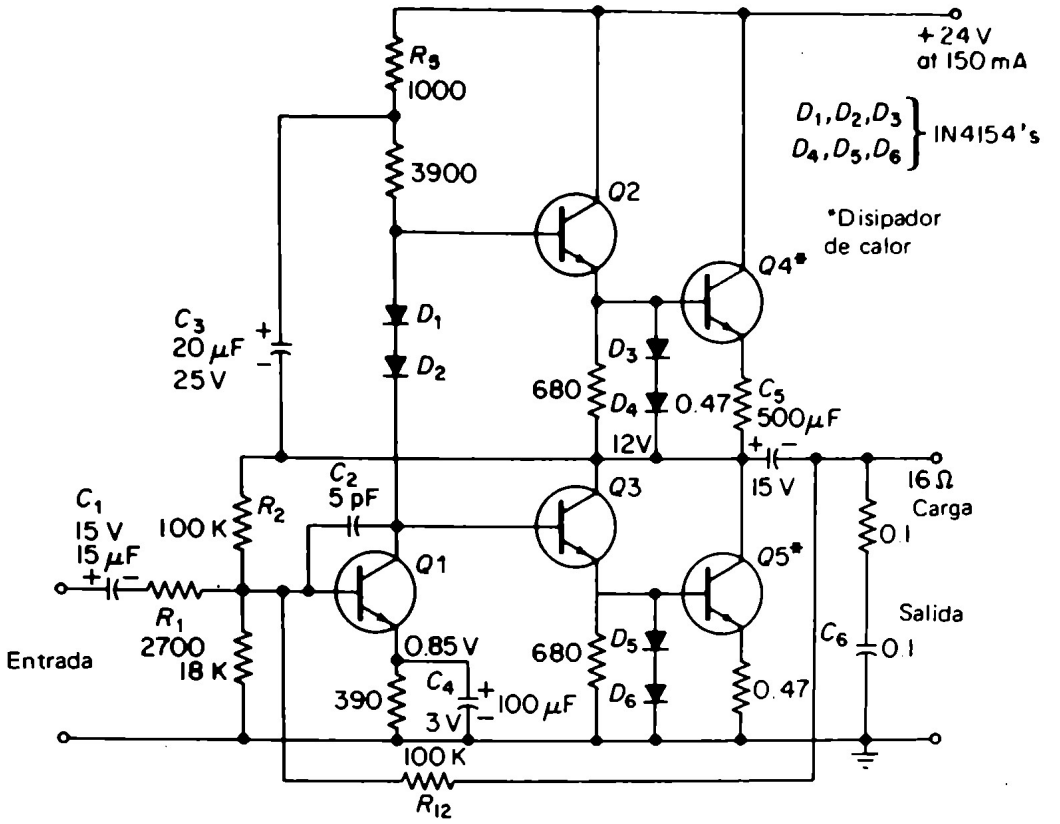


Fig. 6—22. Circuito de un amplificador de alta fidelidad de poca potencia.

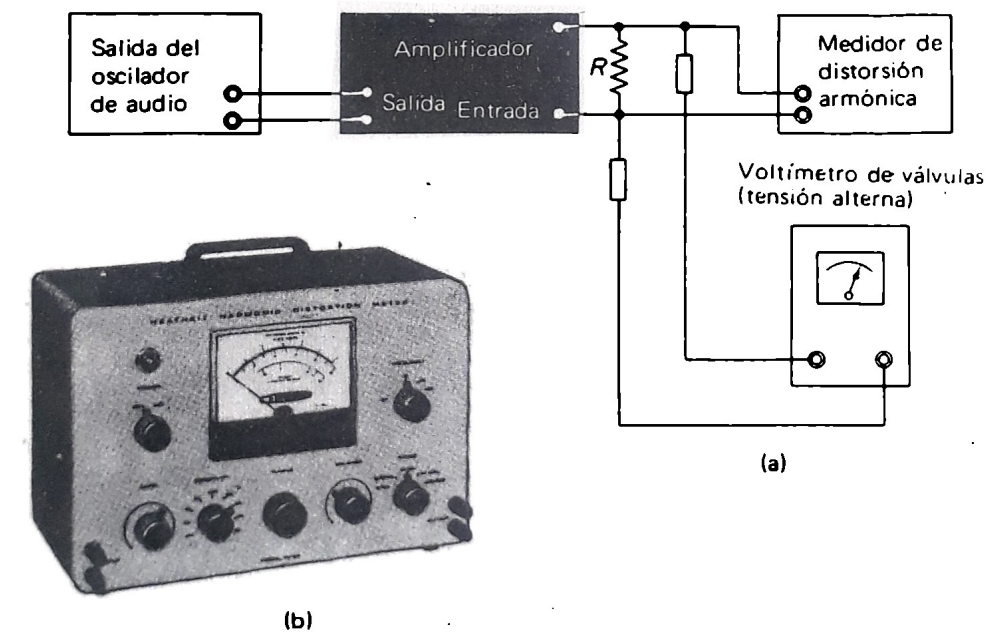


Fig. 6—23. Disposición para comprobar la distorsión armónica: (a) Conexiones necesarias; (b) Medidor de distorsión armónica.

hay que comprobar la tensión de polarización del transistor o transistores de salida. Por ejemplo, si en el circuito de la Fig. 6-22 la tensión de polarización base-emisor de Q4 o Q5 no es la adecuada, se producirá distorsión armónica. La polarización incorrecta puede provenir de algún diodo defectuoso, tal como D3, D4, D5 o D6. Un defecto en un transistor puede modificar la tensión de polarización. Aunque no es frecuente, un resistor de polarización de emisor podría haber variado de valor.

Circuitos para Receptores Multi - Banda

7.1 Consideraciones generales

Hay varios tipos de receptores multi-banda de uso generalizado. Los de AM y AM/FM son para la recepción de las bandas de radiodifusión Cuando permiten recepción en FM, utilizan la banda de 88 a 108 MHz. En AM se incluyen desde dos hasta cinco bandas, según la categoría de receptor. Una de estas bandas de modulación de amplitud abarca las ondas medias para radiodifusión, mientras que las otras son para frecuencias más altas (onda corta). Ocasionalmente, pueden tener una banda de baja frecuencia (onda larga). Estas bandas de frecuencia se emplean principalmente en los receptores para radiodifusión; los receptores multi-banda para usos especiales trabajan solamente en las frecuencias correspondientes a ondas cortas. Hay muchas estaciones de radiodifusión que trabajan con frecuencias superiores a las de la banda normal de radiodifusión (onda media). Ya dijimos que la recepción en onda corta tiene la ventaja de permitir recepción mundial, de día y de noche, eligiendo convenientemente las frecuencias. Pero al utilizar la onda espacial, la recepción no es tan estable como en el caso de la recepción local, con la onda terrestre.

Se usan muchos receptores para AM con tres bandas. Las frecuencias que abarcan son desde 550 hasta 1500 kHz (ondas medias) y desde 1,5 a 4 MHz y de 6 a 18 MHz (ondas cortas). Los que tienen onda larga, abarcan normalmente desde 150 kHz a 375 kHz (800 a 2000 metros). Si tienen solamente dos bandas, una de ellas es la de ondas medias, de 550 a 1500 kHz y la otra acostumbra abarcar desde 9 hasta 12 MHz. Hay algunos receptores cuya banda de ondas cortas abarca desde 10 a 50 MHz. El máximo rendimiento se obtiene con una relación de frecuencias de 3 a 1, dentro de una misma banda; puede lograrse una relación de 5 a 1 mediante capacitores de sintonía de mayor valor, pero tiende a disminuir entonces la sensibilidad y la selectividad. Quiere decirse que un circuito sintonizado no tiene una respuesta óptima cuando se pone en paralelo con la bobina una capacitancia de excesivo valor. En consecuencia, mejor que una sola banda de 10 a 50 MHz es dividir este alcance en dos bandas, por ejemplo de 10 a 25 MHz y de 25 a 50 MHz, respetando en cada una de ellas la relación 3 a 1, lo mejor en este caso.

7.2 Receptores de tres bandas de AM

Es interesante estudiar el circuito de un receptor de tres bandas, para modulación de amplitud, con la banda normal de radiodifusión, una banda de onda corta y otra de onda larga. Haciendo referencia al esquema de la Fig. 7-1, la banda de onda corta tiene una frecuencia central de 3,1 MHz, y la de onda larga, de 270 kHz. La frecuencia más alta que puede recibirse en la banda de onda corta depende en alto grado de las capacitancias parásitas del circuito y de la capacitancia distribuida en la bobina para onda corta. La frecuencia más baja que se puede recibir depende de la capacitancia máxima del capacitor de sintonía. Los capacitores variables para receptores de AM acostumbran tener una capacitancia máxima de 365 pF. Es la capacitancia necesaria para abarcar las frecuencias de 540 a 1650 kHz con una bobina común, de varias capas. Obsérvese que este margen de frecuencias está aproximadamente dentro de la relación 3 a 1.

El circuito de la Fig. 7-1 es del tipo superheterodino. Necesita conmutadores giratorios de tres posiciones y secciones múltiples, acoplados mecánicamente. Estos conmutadores eligen la combinación adecuada de circuito de antena, amplificador de RF y conversor, todos sintonizados, para la recepción de tres bandas. Emplea un amplificador de FI común, de 455 kHz. La señal captada por la antena se acopla, mediante un transformador de sintonía sencilla, al emisor del transistor amplificador de RF. La bobina L1 trabaja en la banda de onda corta, L2 en la banda de radiodifusión y L3 en la de onda larga. El transistor Q1 trabaja en configuración de base común. Desde el colector de este transistor, se transfiere la señal al emisor del transistor conversor Q2 mediante un acoplamiento de sintonía sencilla. El conmutador S2 elige L5, L6 o L7 para recibir en la banda deseada.

La señal del oscilador se produce en los circuitos de L8, L9 y L10 de Q2. Como que los capacitores de sintonía C1, C6 y C14 son comunes para las tres bandas, están acoplados mecánicamente. Las bobinas sintonizadas de cada una de las tres bandas tienen capacitores trimer que permiten la alineación adecuada. La facultad de los circuitos sintonizados de permanecer correctamente alineados en las zonas baja, media y alta de cada banda, se denomina seguimiento, y también arrastre. El seguimiento exacto depende de la apropiada inductancia de la bobina y de la capacitancia distribuida. Hagamos notar que los receptores más elaborados tienen capacitores trimer y núcleos de ajuste para el seguimiento. El núcleo de ferrita permite variar la inductancia de la bobina, pudiéndose ajustar en consecuencia la relación L/C del circuito sintonizado. Para alinear circuitos sintonizados de este tipo, se ajustan los núcleos para máxima salida en el extremo de baja frecuencia de la banda y los capacitores trimer para máxima salida en el extremo de alta frecuencia.

Los capacitores acoplados mecánicamente tienen a veces iguales todas las secciones, y otras veces el capacitor de la sección osciladora tiene placas más pequeñas, de forma diferente. Si las tres secciones son iguales, el arrastre del circuito oscilador se obtiene mediante capacitores llamados "padder", C20, C21 y C22 en la Fig. 7-1. Las bobinas L8, L9 y L10 tienen menos inductancia que L5, L6 y L7 porque la frecuencia del oscilador está

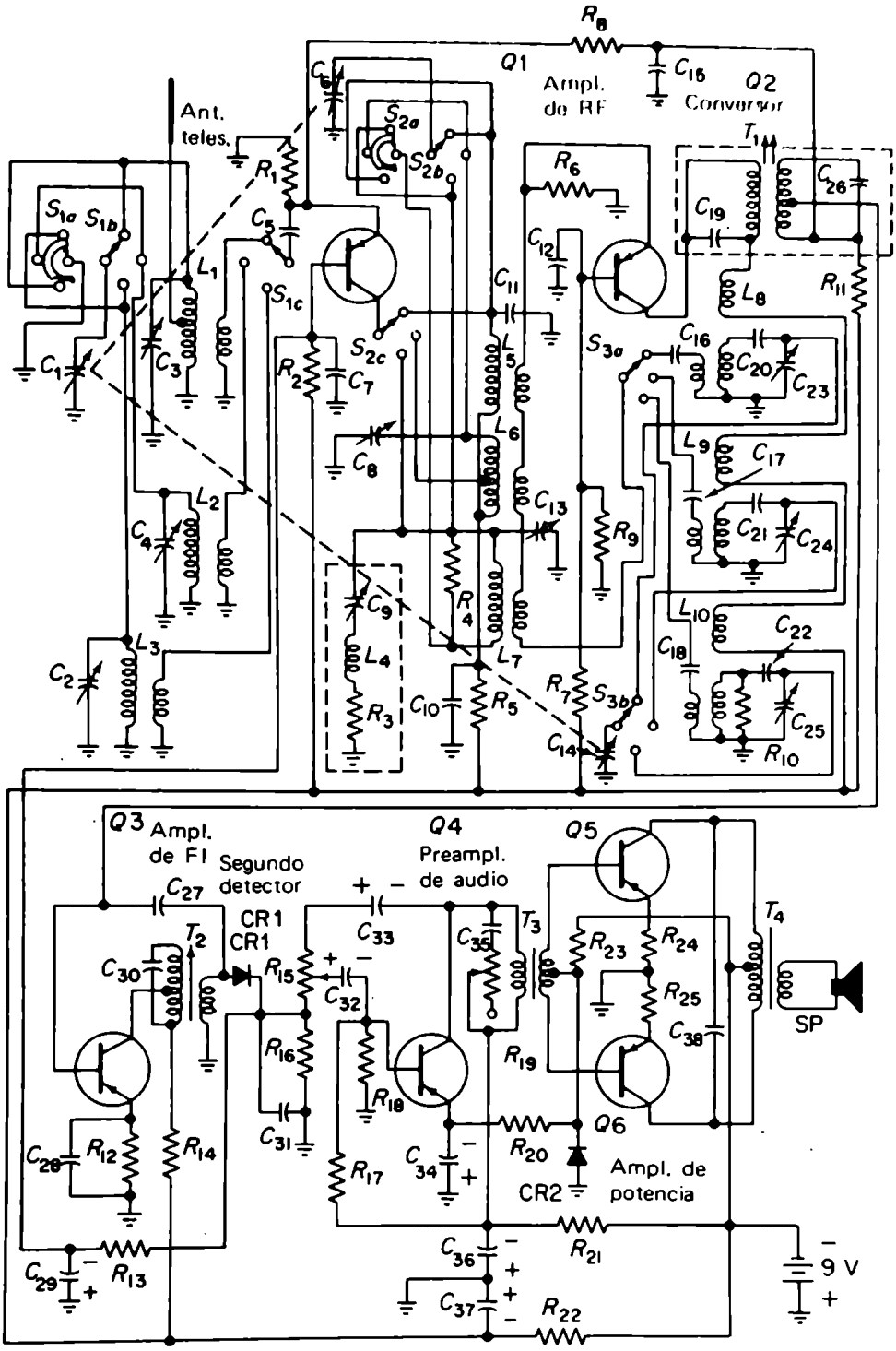


Fig. 7—1. Circuito de un receptor de tres bandas para modulación de amplitud. (Gentileza de RCA).

455 kHz por encima de la frecuencia de la señal recibida. Las bobinas L5, L6 y L7 tienen algo menos de inductancia que L1, L2 y L3. Esto se debe a que L5, L6 y L7 trabajan en paralelo con la capacitancia de la juntura de colector de Q1. En cambio, L1, L2 y L3 trabajan en paralelo con la capacitancia menor de una antena telescópica.

La señal de F1 de 455 kHz proveniente del colector de Q2 se acopla a la base de Q3 mediante el transformador de doble sintonía de FI, T1. A su vez, el transformador de FI de sintonía sencilla T2 acopla la señal de FI al diodo detector CR1. R15 es el control de volumen, desde el cual la señal de audio se inyecta a Q4. Obsérvese que la salida del detector está unida también al filtro del CAG, formado por R13 y C29. La tensión del CAG se aplica a la base de Q1. R19 es el control de tono; permite suprimir los agudos. La etapa de salida es en contrafase, existiendo transformadores de acoplamiento a la entrada y a la salida. El diodo CR2 proporciona compensación por temperatura a la tensión de polarización de los transistores de salida. L4 y C9 forman un filtro o trampa resonante en serie, para impedir la entrada de señales interferentes de 455 kHz que pudiera captar la antena.

7.3 Transceptor de tres canales para banda ciudadana

Dijimos anteriormente que los equipos de BC trabajan en la región de 27 MHz. Esta banda tiene asignados 23 canales. La mayoría de estos equipos son transceptores, en los que transmisor y receptor se han construido en el mismo gabinete. Los mejores transceptores pueden trabajar en los 23 canales. Otros equipos más sencillos están previstos para hacerlo solamente en tres canales. Los canales se cambian por conmutación; no hay sintonía variable, como en los receptorse para AM y FM. En lugar de circuitos osciladores de tipo LC, se emplean cristales de cuarzo para fijar exactamente las frecuencias portadoras. Tanto la sección transmisora como la receptora están controladas por cristal. El oscilador local del receptor está controlado por cristal de cuarzo, lo mismo que el oscilador maestro del transmisor. Son los cristales llamados de recepción y de transmisión. Al actuar sobre el conmutador de selección de canal, se conectan automáticamente a los circuitos receptor y transmisor los cristales que determinarán la frecuencia de trabajo correspondiente al canal elegido.

En la comunicación por BC se emplea modulación de amplitud. La potencia del transmisor está limitada a 5 wats a la entrada del amplificador final. Se utiliza la misma antena para recibir y transmitir. Estas son de diferente construcción, desde las más sencillas, telescópicas, hasta antenas dirigidas provistas de rotores para su orientación. Las antenas direccionales de alta ganancia proporcionan más sensibilidad al receptor y mayor eficacia a la potencia irradiada por el transmisor. Se emplea generalmente micrófono dimámico; éste tiene un pulsador para pasar de recepción a transmisión. La alimentación puede hacerse con la energía eléctrica de la red, o mediante la batería del automóvil. Las estaciones fijas, utilizadas en oficinas, negocios o en el hogar se conectan a la red; las unidades móviles

que emplean los camiones y ómnibus trabajan alimentadas por la batería de 12 volts. Hay *fuentes* de alimentación que entregan 12 volts, conectadas a la red de energía eléctrica de 220 volts, y sirven para los transceptores construidos para trabajar solamente con baterías. En los equipos portátiles la alimentación se hace mediante baterías de pilas secas, por lo general.

La sección de recepción de los transceptores de BC está formado por un circuito superheterodino controlado por cristal. La configuración usual consiste en un amplificador de RF, dos etapas de FI de 455 kHz y una sección de audio, con amplificador final en contrafase. Para suprimir o reducir al mínimo el ruido cuando no se recibe ninguna estación, se ha dispuesto un circuito silenciador. También acostumbran tener un circuito limitador para evitar las interferencias producidas por ruidos del tipo de impulsos, por ejemplo los que tienen su origen en el sistema de encendido de los automóviles. Los equipos de BC emplean control automático de ganancia, por lo que el volumen no requiere apenas atención. Muchos transceptores de BC tienen una lamparita indicadora cuyo brillo varía al hablar frente al micrófono. Los transceptores más comunes, de tres canales, emplean 14 transistores, 9 diodos y dos termistores. Los termistores son resistores cuya resistencia depende de la temperatura y sirven para estabilizar tensiones de polarización.

Los controles de los transceptores de tres canales comprenden el conmutador selector de canales, el control de volumen, ajuste del silenciador ("squelch" en inglés) y conmutador para pasar de recepción a transmisión y viceversa, situado en el micrófono. El interruptor de alimentación forma parte del control de volumen, desconectando aquélla cuando se gira totalmente a la izquierda. Los transceptores para uso móvil se construyen generalmente para su utilización en vehículos a motor que tienen el terminal negativo de la batería conectado a la estructura metálica o chasis del mismo. La impedancia de salida del transmisor es generalmente de 50 ohms, utilizándose cable coaxial con la misma impedancia característica para la conexión con la antena. La antena utilizada en los vehículos es de látigo o telescópica, instalándose en posición vertical. Se llama antena de plano de tierra la antena vertical de cuarto de onda que tiene cuatro varillas horizontales en la base. Las antenas de plano de tierra se utilizan mucho en las estaciones fijas. En general, cuanto más longitud tenga una antena vertical, mayor será su eficacia. Si no resulta práctico dar a la varilla una longitud igual a un cuarto de longitud de onda, puede instalarse una antena más corta, con bobina de carga. Las antenas verticales de media onda son más eficaces que las de cuarto de onda; en la mayoría de los casos no pueden emplearse antenas de látigo con longitud mayor que media onda.

Las antenas para banda ciudadana se construyen de modo que su impedancia de entrada sea de 50 ohms, adaptándose a la impedancia característica de los cables coaxiales fabricados a propósito. Debido a que la impedancia de entrada de la antena depende en forma crítica de que su longitud eléctrica sea exactamente de un cuarto de onda (o de media onda, según el caso), muchas antenas de látigo tienen en el extremo superior una sección deslizable. Así se puede ajustar la longitud de la varilla hasta obtener una mínima relación de ondas estacionarias ("ROE").

Esta relación indica la potencia irradiada por la antena con respecto a la que absorbe. El caso ideal sería tener una ROE de 1:1. Pero no pudiendo realizarse la instalación de una antena en condiciones perfectas, se considera aceptable, en las estaciones móviles, una ROE de 1:5. Las estaciones fijas que trabajan con antenas de plano de tierra permiten obtener una ROE de 1:3. La relación de ondas estacionarias se mide con un instrumento especial, llamado medidor de ROE, que trabaja en serie con la salida de RF del amplificador final. Algunas estaciones fijas muy elaboradas tienen un medidor de ROE formando parte de los circuitos. En cambio, las instalaciones móviles deben comprobarse mediante un medidor de ROE externo, que se conecta momentáneamente en serie con el cable coaxial, en el conector de salida del equipo de BC.

Vamos a estudiar el funcionamiento de un circuito transmisor de 27 MHz, 5 wats, que puede considerarse típico de los transceptores de BC. Haciendo referencia a la Fig. 7-2, el transmisor trabaja directamente con los 12 volts de una batería. Al oscilador controlado por cristal, sigue una etapa excitadora y después un amplificador de potencia que desarrolla una salida de RF de 3,5 wats, a la frecuencia de 27 MHz. Las etapas excitadora y amplificadora final están ambas moduladas en amplitud, permitiendo una modulación de 100 %. El circuito oscilador es del tipo Colpitts, controlado por cristal, teniendo buena estabilidad de frecuencia a pesar de las variaciones de la tensión de colector y de temperatura. La reglamentación vigente exige una precisión de 0,005 % en la frecuencia del oscilador. La etapa osciladora suministra una potencia de RF de 100 mW, a la entrada de la etapa excitadora. En esta etapa se emplea configuración de emisor común, con modulación en el circuito de colector. La etapa excitadora proporciona 400 mW de potencia de RF al amplificador final. Esta etapa final emplea configuración de emisor común, en clase C, con modulación en el circuito de colector. El circuito resonante de salida está formado por una red pi doble, que permite un rechazo de armónicos de 50 dB, como exige también la reglamentación vigente. En la sección moduladora del transmisor, dos etapas en clase A excitan a una etapa de salida en clase AB, en contrafase. Esta disposición proporciona máxima eficacia con poca distorsión. En la red de polarización se encuentra un diodo de compensación para la estabilidad con respecto a la temperatura. El transformador de modulación T4 adapta la impedancia del circuito de colector de los transistores del modulador con la del circuito de colector del excitador de RF y amplificador final.

Veamos ahora el esquema del transceptor de tres canales representado en la Fig. 7-3. Permite trabajar en tres canales, controlados por cristal. El conmutador S1(a) elige el cristal de recepción, mientras que S1(b) elige el cristal transmisor correspondiente al mismo canal. Los circuitos de RF tienen sintonía relativamente ancha (moderado valor del factor Q), para que no sea necesario retocar la sintonía de los circuitos tanque cuando uno de ellos pasa, por ejemplo, del canal 1 al 23. Este modo de trabajar es posible porque los 23 canales de BC ocupan menos de 300 kHz en el espectro, como puede verse en la Tabla 7-1. Las dos etapas de FI proporcionan casi toda la ganancia y selectividad, al trabajar con valores

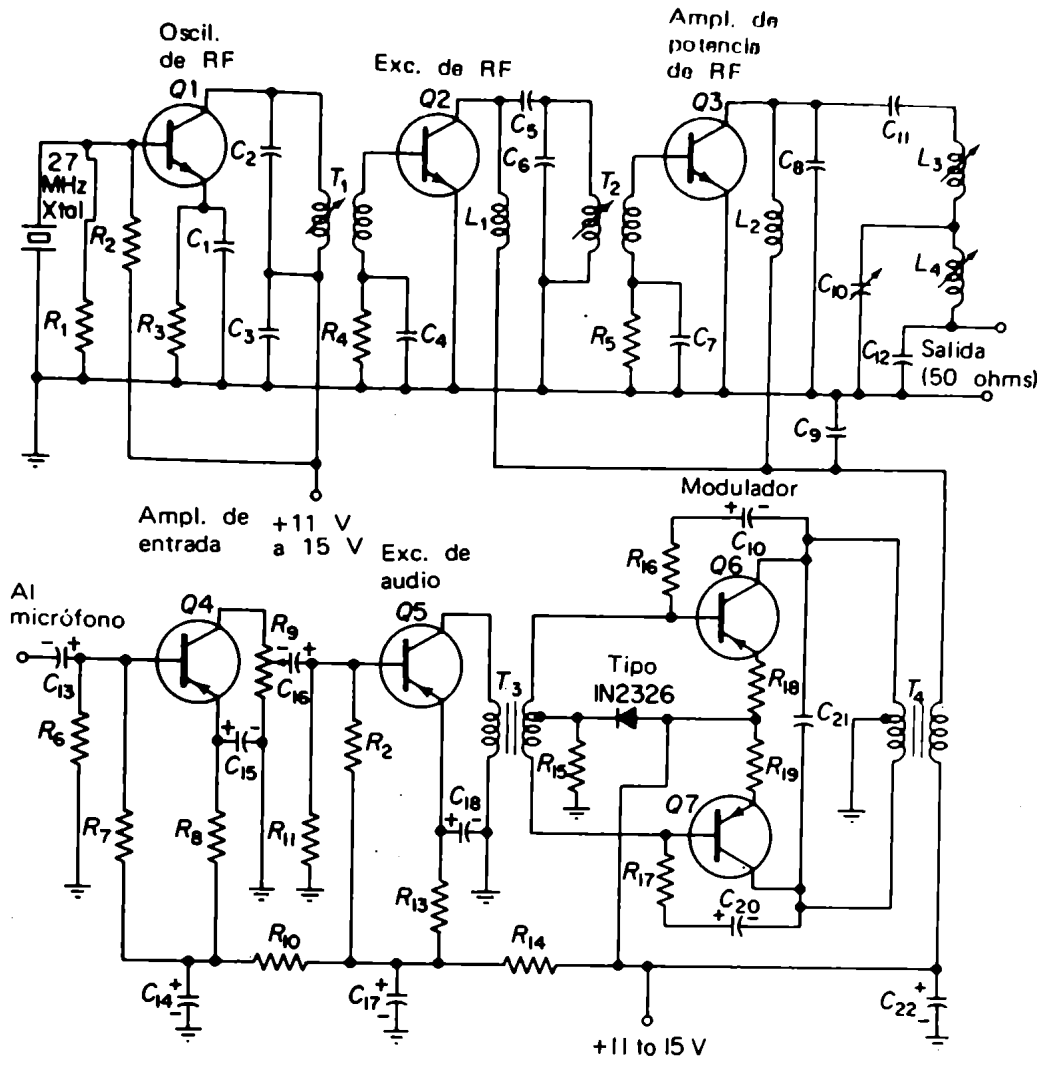


Fig. 7—2. Circuito de un transmisor de banda ciudadana de 27 MHz, 5 wats. (Gentileza de RCA).

altos de Q y con un paso de banda inferior a 10 kHz. Obsérvese que el diodo detector D3 trabaja como demodulador y rectificador para la tensión del CAG. Los transistores Q1, Q2 y Q3 están controlados por la tensión del CAG; Q4 trabaja en condiciones de máxima ganancia, independientemente del nivel de la señal de entrada.

Véase, en la Fig. 7-3, que D4 trabaja como limitador de ruido. Si un pulso intenso, como un transitorio producido por un sistema de encendido llega al circuito limitador, D4 pasa a trabajar fuera de su región lineal. Se rectifica entonces el pulso cargándose momentáneamente C18 hasta una tensión que polariza en sentido inverso a D4 llevándolo al estado de corte. En consecuencia, la tensión debida al ruido no puede llegar al amplificador de audio hasta que C18 se haya descargado a través de R24. Este

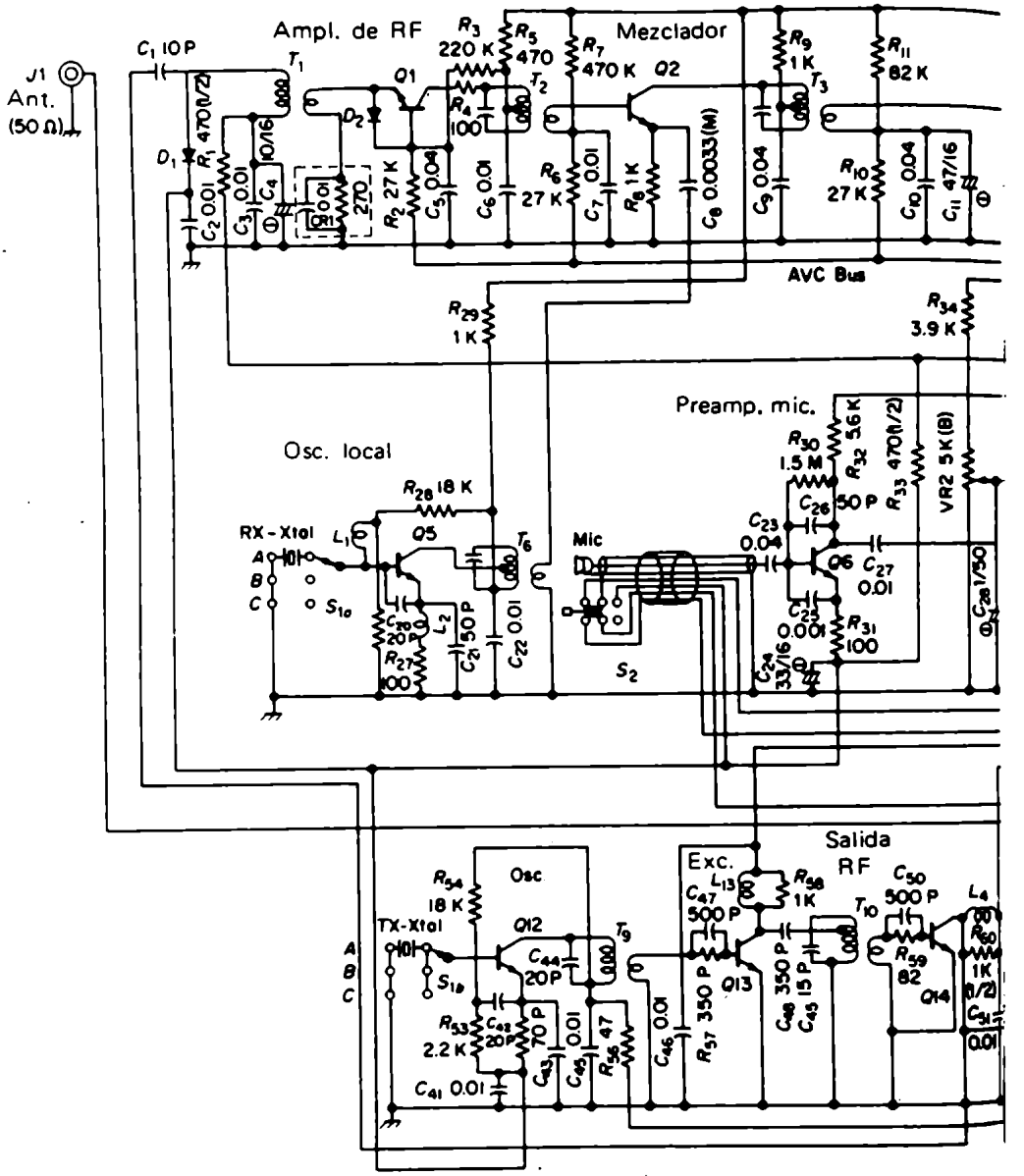
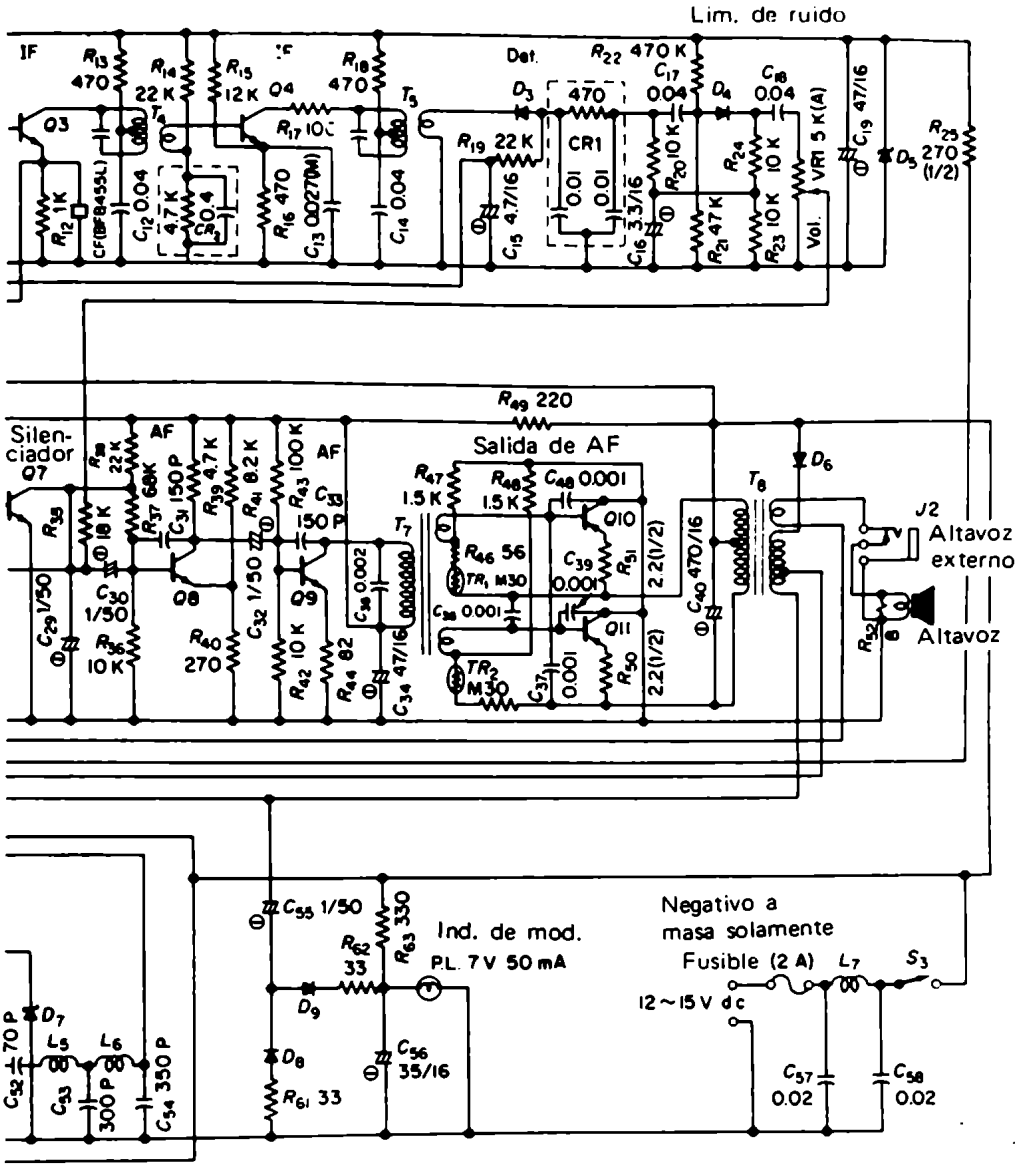


Fig. 7—3. Esquema del circuito de un transceptor de tres canales, para banda ciudadana.

comportamiento del circuito limitador disminuye los ruidos interrumpiendo momentáneamente el circuito. El canal de audio no tiene nada en especial, salvo la acción supresora que proporciona Q7. Cuando no se recibe ninguna señal, este transistor polariza a Q8 bloqueándolo. Por lo tanto, el canal de audio queda abierto y no puede pasar ningún ruido hacia el altavoz. Sin embargo, al llegar alguna señal, varía la polarización de la base de Q7 y en consecuencia la tensión de colector, con lo cual Q8 conduce y pasa señal al canal de audio. El potenciómetro VR2 es el control del silenciador; se regula de manera que el receptor esté prácticamente mudo cuando no se recibe señal. Si se regulara el silenciador de



modo que hiciera demasiado efecto, las señales débiles no se podrían recibir; y exagerando más la regulación, no se recibirían tampoco las señales intensas.

En la Fig. 7-3 se ven las conexiones del conmutador del micrófono, que se pulsa para transmitir. Los diodos D1 y D2 impiden la sobrecarga del receptor en la posición de transmisión del conmutador. D1 es un diodo de conmutación, y D2 es de protección. D5 es un diodo zener que regula la tensión de alimentación. D6 es un diodo limitador que impide la sobremodulación del transmisor. D7 es un diodo zener que regula la tensión de colector de Q14. Los diodos D8 y D9 toman parte de la energía de RF

TABLA 7–1

DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS DE LOS CANALES DE BC

Canal	Frecuencia (MHz)
1	26.965
2	26.975
3	26.985
4	27.005
5	27.015
6	27.025
7	27.035
8	27.055
9	27.065
10	27.075
11	27.085
12	27.105
13	27.115
14	27.125
15	27.135
16	27.155
17	27.165
18	27.175
19	27.185
20	27.205
21	27.215
22	27.225
23	27.255

rectificándola en onda completa para alimentar la lamparita indicadora de la modulación. Esta lámpara advierte al operador si hay modulación y también que el equipo está en función de transmisión.

En la Fig. 7-3 se ve que Q6 trabaja como amplificador de micrófono, y que el canal de audio frecuencia se emplea también en la función de transmisión. La salida de audio del transformador T8 modula a los dos transistores de RF, Q13 y Q14. Obsérvese que la conexión a la etapa excitadora se toma de una derivación de T8, porque el transistor excitador Q13 trabaja con menos nivel de potencia que el transistor de salida de RF, Q14. Se emplea una red pi doble para acoplar la señal modulada de RF al cable de salida de 50 ohms que transfiere la señal a la antena. Para la recepción y para la transmisión se emplea la misma antena; en función de recepción, la señal pasa por el filtro pi doble y después entra a T1. De esta manera se rechaza cualquier interferencia con frecuencia superior a 28 MHz.

7.4 Reparación de receptores multi-banda

Cuando un receptor llega al taller para su reparación, acostumbra venir acompañado por una descripción de los inconvenientes que presenta. No obstante, puede haber otros defectos de funcionamiento aparte de los enumerados. Supongamos, por ejemplo, que se cita como defecto poco volumen, pero una prueba preliminar indica que también hay interferencias por mal funcionamiento de la sintonía. Deberán comprobarse todos los controles. Podría tener recepción normal en las bandas de onda corta y poca salida en la banda normal de radiodifusión. En este caso, ya se ha efectuado una localización preliminar de la parte defectuosa. Si hay poco volumen con el control al máximo, pero se observa que girando el control en sentido contrario el volumen aumenta repentinamente en alguna posición, el potenciómetro se encuentra en mal estado.

La mayoría de los efectos producidos por inconvenientes en el receptor pueden clasificarse entre los siguientes: el receptor no funciona, el sonido es débil, distorsiona, calibración incorrecta en el cuadrante, corrimiento de la sintonía, poca selectividad, salida ruidosa, funcionamiento intermitente, ruidos de motor de canoa, no funciona el CAG, defectos mecánicos. Entre los defectos mecánicos podemos citar la rotura del cordón del cuadrante, o del cono del alta voz, por ejemplo. Si un receptor puede funcionar con baterías o alimentado por la red, conviene comprobar el funcionamiento de ambos modos. Si el sonido es débil cuando trabaja alimentado por la red pero es normal al hacerlo con las baterías, es evidente que el defecto deberá hallarse en la fuente de alimentación. Un receptor puede no producir sonido, pero dejar oir un soplido al poner al máximo el control de volumen. En tal caso, es lógico pensar que el defecto está en la sección de entrada, que no produce más que tensiones de ruido que las secciones de FI y de audio frecuencia amplificada. Si no es posible la audición, pero el nivel de ruido es normal, habrá que pensar en primer lugar en el oscilador local.

Si las mediciones de tensiones continuas indican, en el caso anterior, que el oscilador local trabaja, habrá que sospechar del circuito de entrada de RF. El transistor conversor contribuye en la producción de ruido en mayor proporción que el transistor de RF. Por lo tanto, el nivel de ruido puede parecer normal, aunque la señal quede bloqueada en la sección de RF. Por ejemplo, haciendo referencia a la Fig. 7-1, el capacitor C5 podría estar en circuito abierto. Este defecto no podría localizarse mediante

Fig. 7—4. Generador de ruido tipo lapicera.

mediciones de tensión o de resistencia. Se necesitan los métodos de substitución o de seguimiento de señal. Las primeras pruebas de sustitución de señal pueden efectuarse mediante un generador de ruido de tipo lapicera, como el ilustrado en la Fig. 7-4. Esta clase de fuente de señal produce una salida de pulsos muy rica en armónicos, capaz de activar los circuitos de RF y de FI.

Si el defecto es la poca selectividad, puede ser bajo el factor Q de algún circuito sintonizado, o estará trabajando fuera de resonancia. Supongamos, por ejemplo, que el capacitor C30 de la Fig. 7-1 tuviera pérdida, lo que pondría una resistencia en paralelo con el primario de T2, perjudicando la selectividad de la sección de FI. En cambio, si el mismo capacitor C30 se hubiera puesto en circuito abierto, T2 hubiera salido de resonancia, deteriorando también la selectividad de la sección de FI. En los dos casos disminuirá la ganancia de la FI. El arrastre defectuoso puede tener por origen haber sustituido una bobina osciladora o de RF por otra no adecuada. Por ejemplo, si hay que cambiar L5 o L1 de la Fig. 7-1, es importante obtener un sustituto exacto, o un equivalente comprobado. La falta de arrastre da por resultado perjudicar la selectividad y disminuir la sensibilidad. No puede corregirse volviendo a alinear la sección de entrada del receptor. Téngase en cuenta que siempre que se sustituya alguna bobina de un circuito sintonizado, se deberá comprobar la alineación de la sección del circuito a que corresponda, antes de dar por finalizada la reparación.

El corrimiento del oscilador hace disminuir gradualmente el volumen del receptor, a menos que se corrija la sintonía. La frecuencia de trabajo del oscilador local determina la indicación del cuadrante de sintonía y su posición. El corrimiento excesivo deteriora la sensibilidad del receptor y provoca interferencias. Téngase en cuenta que la frecuencia del oscilador local depende no solamente de los valores de capacitancia e inductancia del circuito, sino también de las características del transistor y tensión en sus electrodos. Por ejemplo, un transistor en malas condiciones en el oscilador origina corrimiento de frecuencia. Algún capacitor con fugas, un resistor inestable o la humedad son también causas comunes de corrimiento de frecuencia. A veces una bobina osciladora puede sufrir algún inconveniente por causas exteriores, por ejemplo una quemadura en la aislación por salpicaduras de la soldadura. Los mecanismos de sintonía se desgastan después de mucho uso, y la calibración puede modificarse como resultado de dilataciones por el calor, vibraciones mecánicas, etc. Si hay corrimiento de frecuencia en la banda normal de radiodifusión pero no en las de onda corta, habrá que pensar en algún componente inestable en la sección correspondiente a aquella banda. Pero si el corrimiento de frecuencia ocurre en todas las bandas, habrá que sospechar del transistor oscilador.

La reparación de equipos de banda ciudadana es similar, en muchos aspectos, a la de receptores de onda media, de modulación de amplitud, con ciertas excepciones. Además, se necesitan métodos especiales para la sección de transmisión del transceptor. Haciendo referencia a la Fig. 7-3, vamos a citar varios defectos posibles y método adecuado de localización:

No hay recepción. Compruébese el funcionamiento en los otros canales. Con el control de volumen al máximo, y el silenciador al mínimo, tiene que oirse ruido sin señal de entrada, en caso de que el canal trabaje normalmente.

No se recibe en ninguno de los canales. Si no hay ruido de salida en ningún canal, el receptor no funciona totalmente. Compruébese el funcionamiento del transmisor, observando el indicador de modulación. Si el transmisor funciona, la lamparita indicadora varía el brillo al hablar frente al micrófono.

El receptor no funciona; el transmisor funciona bien. Si ningún canal produce ruido de salida y el transmisor trabaja normálmente, el inconveniente estará en la sección receptora, entre la antena y el detector. Por ejemplo, D1 o D2 pueden estar en corto circuito, o también C6 (Fig. 7-3).

Hay ruido de salida en todos los canales excepto en uno. Es probable, en este caso, que el defecto esté en el cristal de cuarzo o en el conmutador selector de canales.

Ruido de salida solamente en un canal. Deberá revisarse en primer lugar el conmutador selector de canales.

El control del silenciador no funciona. Compruébese la tensión del CAG con respecto a la especificada en el manual. Si no es normal, véase si tiene pérdida algún capacitor de la sección del CAG. Compruébense los capacitores de la sección del silenciador.

Recepción débil. Hay que localizar la etapa defectuosa mediante prueba por sustitución de señal. El componente defectuoso se localizará midiendo tensiones continuas y resistencias.

El receptor se sobrecarga al recibir señales intensas. Compruébese la tensión del CAG. Averígüese si hay algún capacitor defectuoso en esta sección.

Recepción intermitente. Compruébese si hay algún defecto en el control de volumen o en el del silenciador, sustituyéndolos si es preciso. Véase si hay defectos de aislación, contactos flojos o soldaduras mal hechas. Compruébese la tensión en los terminales de los transistores pertenecientes a la etapa que se considera defectuosa para determinar cómo varía al presentarse las intermitencias. Los capacitores y los transistores pueden presentar defectos intermitentes. Es más raro que ocurra con los resistores.

Poca salida de RF. Cuando la potencia de entrada al circuito de colector de un transmisor de BC es de 5 wats, la potencia de salida de RF es normalmente de 3 wats. Para comprobar la potencia de salida, se coloca un watímetro de RF en lugar de la antena (véase la Fig. 7-5). El watímetro puede tener o no una resistencia de carga de 50 ohms (antena artificial). De cualquier manera, la potencia de RF debe medirse con una carga resistiva de 50 ohms. Si la potencia de

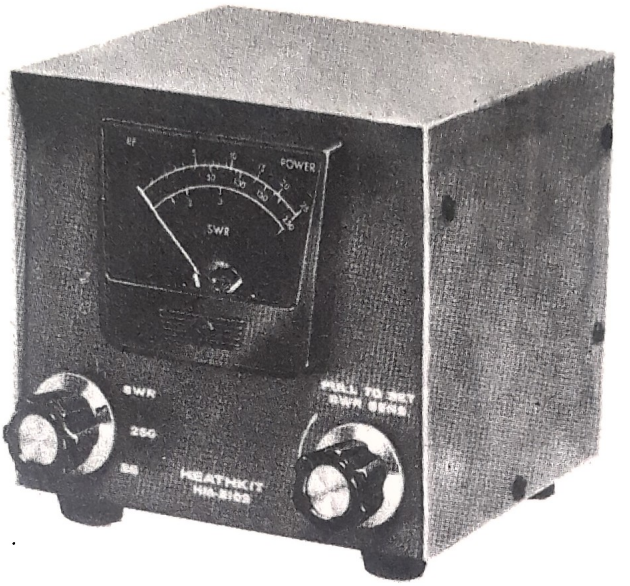


Fig. 7—5. Medidor de ROE y watímetro para banda ciudadana. (*Gentileza de* Heathkit).

salida de RF está por debajo del valor normal, deberá comprobarse la sección transmisora del equipo. Se hará primero con los transistores de salida, averiguando luego si hay algún capacitor abierto o con pérdidas. Los componentes defectuosos se localizan midiendo tensiones continuas.

La transmisión está fuera de frecuencia. La causa será casi siempre un cristal de transmisión defectuoso. Generalmente este inconveniente irá acompañado por baja potencia de salida de RF. En algunas ocasiones, un cristal funciona satisfactoriamente al principio, saltando a otra frecuencia después de un tiempo. El cristal de reemplazo deberá estar hecho a propósito para el circuito donde trabajará. Si se considera que el defecto está en el cristal no habiendo en el circuito capacitores con averías, conviene comprobar los ajustes, como el de T1 en la Fig. 7-2 antes de sustituirlo. La frecuencia de trabajo se comprueba mediante un frecuencímetro para BC.

Hay salida de RF habiendo retirado el cristal. Cuando la transmisión está fuera de frecuencia y hay salida de RF habiendo retirado el cristal de su zócalo, hay auto-oscilación en la etapa osciladora, en la excitadora o en la etapa final. Compruébese si hay algún capacitor de desacoplamiento abierto, en la sección de transmisión.

Inconvenientes en la modulación. Si hay poca o ninguna modulación en la portadora de RF, o cuando el nivel de modulación es normal pero la salida está muy distorsionada, compruébese primeramente el funcionamiento con otro micrófono. Si el inconveniente no se debe a este componente, véase si hay algún capacitor defectuoso en la sección moduladora. Generalmente, el amplificador de audio frecuen-

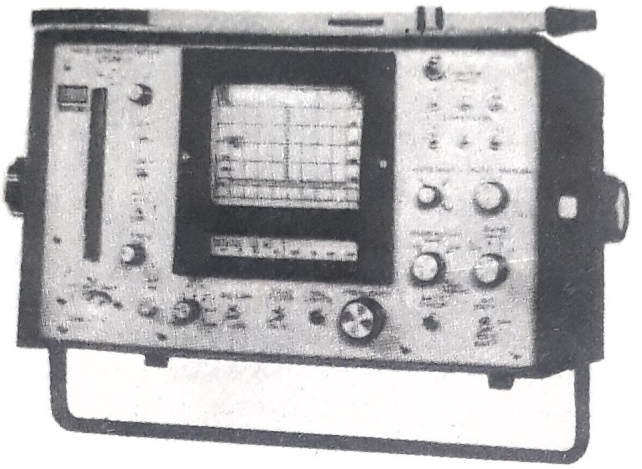


Fig. 7—6. Medidor de intensidad de campo. (*Gentileza de* Jerrold Electronics).

cia se utiliza también como modulador, tal como se ve en la Fig. 7-3; verifíquese entonces si la recepción es débil o distorsionada.

Poca intensidad de campo. La radiación de la antena se comprueba mediante un medidor de intensidad de campo construido para la gama de frecuencias de la BC (Fig. 7-6). Si es poca la intensidad del campo, compruébese la relación de ondas estacionarias en la antena mediante el medidor de ROE. El motivo común de una elevada relación de ondas estacionarias es la longitud incorrecta de la antena. No siendo así, véase si hay algún capacitor defectuoso en la sección de salida de RF. Como ejemplo, en la Fig. 7-3, podría estar en circuito abierto alguno de los capacitores C53 o C54.

Los receptores para BC más económicos son del tipo superregenerativo, como se representa en el esquema de la Fig. 7-7. Es un receptor

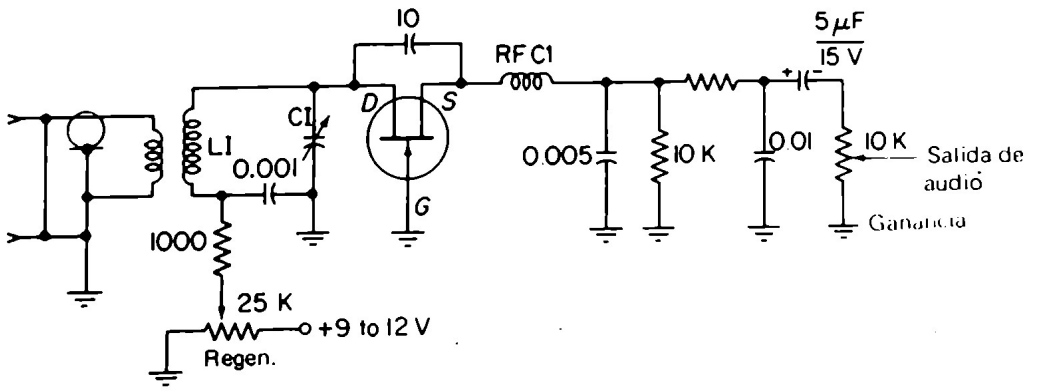


Fig. 7—7. Circuito detector regenerativo.

extremadamente sensible, si bien tiene los inconvenientes de poca selectividad y mucho ruido cuando no hay señal de entrada. La avería más frecuente en estos receptores es la falta de superregeneración (poca sensibilidad, falta de ruido cuando no hay señal a la entrada). Compruébese en primer lugar si la tensión de alimentación está por debajo de su valor normal. En el circuito podrá haber algún capacitor fijo con pérdidas o en circuito abierto. La medición de tensiones continuas no proporciona tanta información como en otros tipos de circuitos, si bien midiendo resistencias se podrá descubrir capacitores en corto circuito, bobinas cortadas o potenciómetros defectuosos. Los transistores de efecto de campo rara vez sufren averías; sin embargo, si los demás componentes demuestran estar en buenas condiciones, se deberá cambiar el transistor.

El manual del equipo de BC tiene a veces un esquema en bloques, como el de la Fig. 7-8. Para reparar alguna avería, si no se dispone de diagrama en bloques, conviene estudiar el esquema y trazar uno mismo el diagrama en bloques. Este proporciona un organigrama muy útil para clasificar los síntomas y proceder a su localización. La medición de corrientes continuas proporciona información al comprobar las funciones de transmisión y recepción. En los manuales se especifica el consumo de corriente en cada uno de estos modos de trabajo. Como ejemplo, un transceptor común para servicio móvil consume menos de un ampere en el modo de recepción. La corriente será más intensa funcionando sin silenciador que con él, porque los transistores de salida necesitan más corriente para producir el ruido en

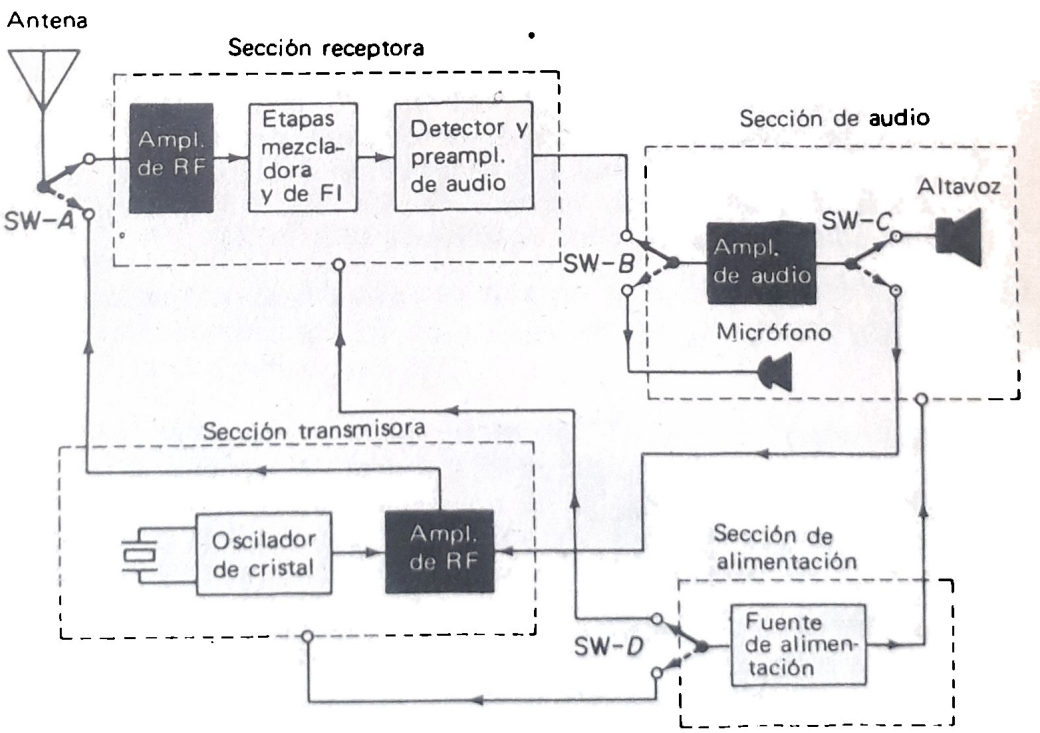


Fig. 7—8. Diagrama en bloques de un transceptor para banda ciudadana.

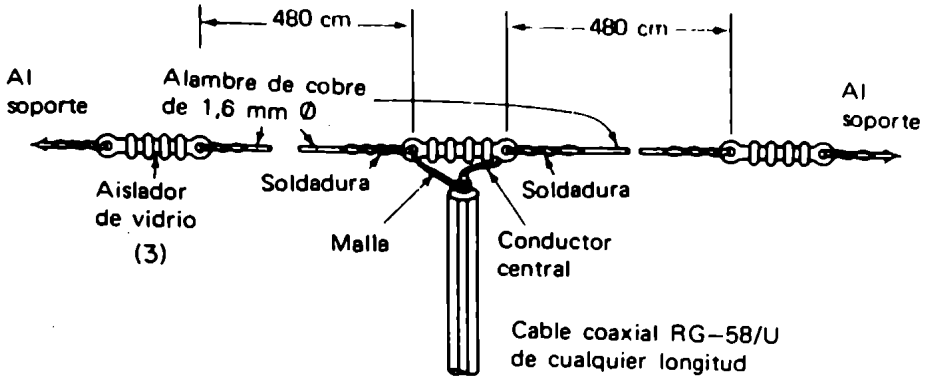


Fig. 7—9. Detalles de construcción de una antena dipolo para banda ciudadana.

el altavoz. En el modo de transmisión, el consumo de corriente es superior a un ampere.

A veces, la dificultad para obtener un alcance normal en la transmisión se debe a la antena, caso frecuente si fue construida por alguien con poca experiencia. Un tipo de antena muy común es el dipolo sencillo, representado en la Fig. 7-9. Para que las características de radiación sean normales, cada una de las ramas debe tener la longitud exacta, teniendo conexiones bien soldadas al cable coaxial. Si se emplean varillas en lugar de alambre de 1,6 mm de diámetro, la longitud deberá ser algo inferior. Cuanto mayor sea el diámetro de las varillas, menor su longitud para que la frecuencia de resonancia esté dentro de la gama de BC. Esto se debe al aumento de la capacitancia por tener mayor superficie la varilla que el alambre. Conviene emplear aisladores de vidrio para reducir al mínimo la pérdida de energía de RF. La máxima eficacia de la antena se obtiene instalándola a tanta altura como sea posible, y alejándola de estructuras metálicas.

En las comunicaciones por BC es práctica común, por parte de los operadores experimentados, emplear ciertas abreviaturas que facilitan la comprensión y aceleran el tráfico. Se utiliza mucho el código "Q", formado por tres letras, de las cuales la primera es siempre "Q". Por ejemplo, si un operador pregunta "¿QRM? " el corresponsal interpreta que se le está preguntando si experimenta inconvenientes por interferencia. Si se transmite "QRX", quien la recibe sabe que debe esperar un momento, hasta que se le indique, para reanudar la comunicación. También hay un código para deletrear las palabras cuya escritura pueda dar lugar a confusión. Estos procedimientos se encuentran con todo detalle en los manuales explicativos de las comunicaciones por radio entre aficionados.

Circuitos de los Equipos para Radio - Aficionados

8.1 Consideraciones generales

La reparación de receptores destinados a los radio-aficionados comprende esencialmente los mismos principios referentes a los de radiodifusión de modulación de amplitud, receptores multi-banda y transceptores para banda ciudadana. Ocasionalmente, se encuentran equipos para aficionados con el sistema llamado de banda angosta de frecuencia modulada (en inglés, "NFM", narrow-band FM), pero pueden también aplicarse los mismos principios relativos a los receptores para radiodifusión de modulación de frecuencia. Sin embargo, un técnico competente en la reparación de circuitos para radiodifusión y banda ciudadana puede hallarse frente a ciertos inconvenientes al reparar algunos tipos de circuitos empleados en la radio afición. Como ilustración, puede citarse que se emplean diversas funciones especiales como banda lateral única, doble conversión y sistemas repetidores. La transmisión de banda lateral única (BLU) no es común en los equipos de BC, pero es muy frecuente entre los aficionados a la transmisión. Análogamente, son pocos los receptores de BC que emplean doble conversión, mientras que esta característica se encuentra en muchos receptores para aficionado, junto con otras propias de tales equipos.

La Fig. 8-1 representa el circuito de un receptor sencillo para aficionado. Este receptor es de conversión directa; emplea un detector para modulación de amplitud junto con un oscilador de frecuencia variable, sintonizado a una frecuencia ligeramente diferente de la que tiene la señal recibida para producir una frecuencia de batido. Este oscilador de batido ("BFO") sirve para la recepción de señales telegráficas de onda continua, como se indica en la Fig. 8-2. Además, el oscilador de batido permite recibir señales de banda lateral única al proporcionar la portadora de que carecen. Esta reconstitución de señal puede compararse a la inserción de la subportadora en las bandas laterales izquierda y derecha de un decodificador estereofónico. Sin embargo, hay diferencias de detalle que explicaremos más adelante. Cuando se reciben señales moduladas en amplitud mediante un circuito como el de la Fig. 8-1, el oscilador BFO se sintoniza para batido cero con la frecuencia de la portadora. Este receptor

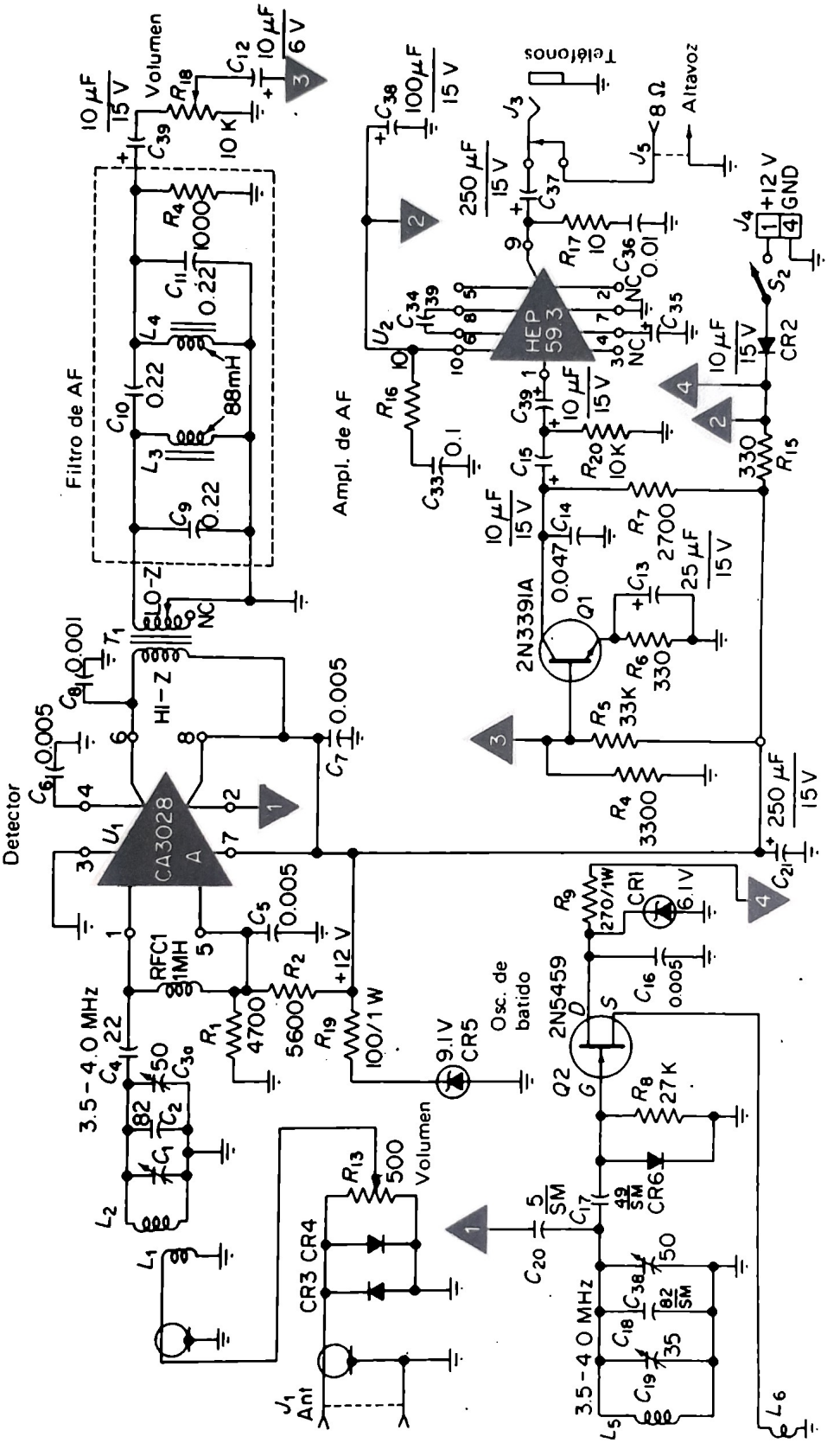


Fig. 8—1. Circuito de un receptor para aficionado, de una sola conversión.

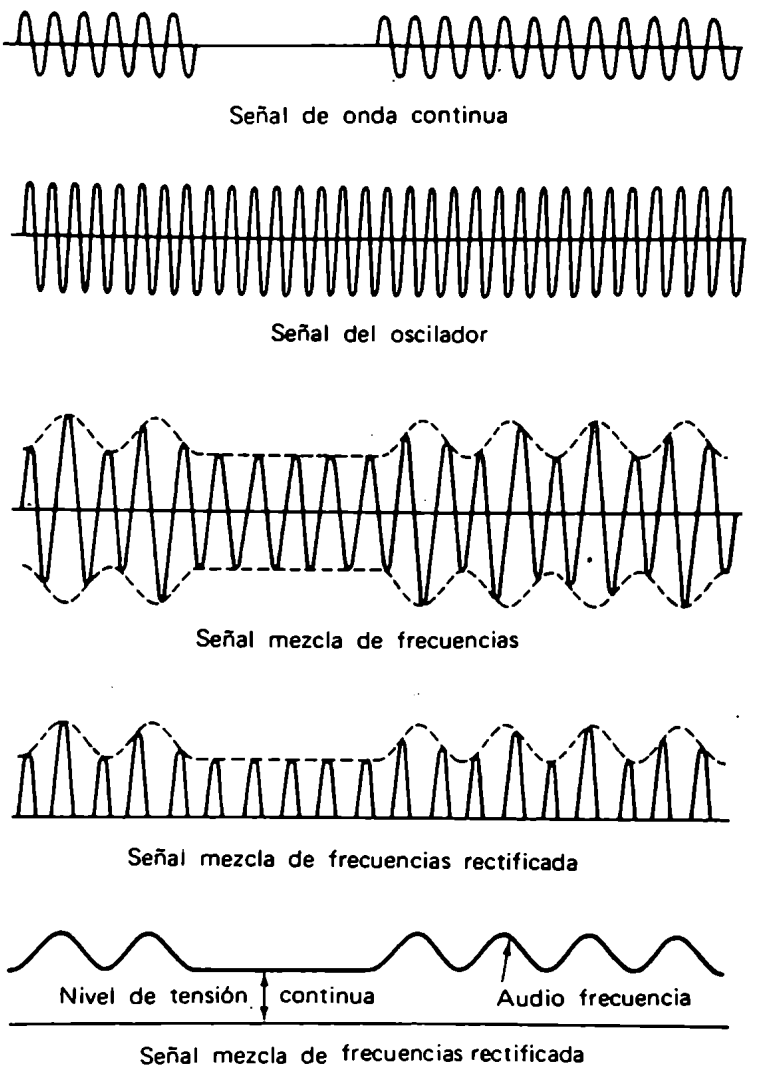


Fig. 8—2. Recepción de telegrafía de onda continua mediante el oscilador de batido.

sencillo no tiene CAG. Dispone de un filtro de audio frecuencia que aumenta efectivamente la selectividad.

Obsérvese en la Fig. 8-1 que las señales recibidas se aplican directamente al circuito integrado detector U1, donde se heterodinan con la salida del oscilador BFO, Q2. En la Fig. 8-3 vemos el circuito interno de U1; es básicamente un amplificador diferencial con un transistor de corriente constante en el terminal de emisores. El transistor Q1 y el circuito integrado U2 amplifican la salida demodulada de U1. El diodo zener CR1 mejora la estabilidad del oscilador, regulando la tensión de alimentación de Q2. El diodo CR2 tiene por objeto proteger al receptor en caso de conectarse la alimentación con polaridad invertida. Los diodos CR3 y CR4 impiden la sobrecarga del receptor cuando ha de trabajar cerca del transmisor. Sintoniza desde 3,5 a 4 MHz para abarcar la banda de 80 m.

Los receptores más elaborados para aficionados utilizan el circuito superheterodino. Analizando las dos disposiciones representadas en la Fig. 8-4, vemos que representan superheterodinos de simple y de doble conversión. El primero de ellos es análogo, en muchos aspectos, a un receptor multi-banda para radiodifusión, excepto el agregado del oscilador BFO. El receptor de doble conversión tiene más selectividad y mucho mejor rechazo de la frecuencia imagen. Supongamos un superheterodino de conversión sencilla sintonizado a 4 MHz, con oscilador local trabajando a 4,455 MHz para producir una frecuencia intermedia de 455 kHz. Si se recibe simultáneamente una señal de 4,910 MHz con suficiente potencia para que no la rechace el amplificador de RF, se heterodina con la frecuencia de 4,455 MHz del oscilador local para producir también señal de FI. Esta es la interferencia por frecuencia imagen. Pero en un superheterodino de doble conversión, la primera de ellas se verifica con una FI elevada, por ejemplo de 10 MHz, y la segunda a 455 kHz. La primera conversión aleja tanto la frecuencia imagen con respecto a la señal recibida, que es prácticamente imposible esta clase de interferencia. Luego, la segunda conversión a 455 kHz proporciona una curva de respuesta de FI muy aguda, con gran selectividad respecto a las frecuencias próximas.

En las comunicaciones entre aficionados se emplean diversos modos, tales como telegrafía, telefonía de AM, de FM, BLU, radioteletipo y TV. No obstante, los componentes fundamentales de los transmisores siempre son osciladores, amplificadores, multiplicadores de frecuencia y conversores de frecuencia. La Fig. 8-5 representa los diagramas en bloques de tres tipos básicos de transmisores para aficionado. Un transmisor sencillo para telegrafía puede emplear un oscilador manipulado, trabajando directamente sobre la antena transmisora. La mayoría de los transmisores para telegrafía que emplean los aficionados comprenden una o más etapas multiplicadóras de frecuencia y de amplificación de potencia. En la Fig. 8-5(a) se ha

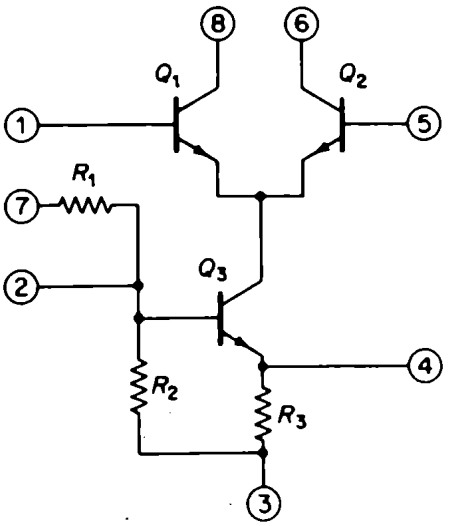


Fig. 8—3. Circuito interno de U1.

dibujado lo fundamental de un transmisor sencillo. Un transmisor para telefonía con modulación de amplitud de dos bandas laterales o con modulación de frecuencia, necesita las mismas secciones generadora y amplificadoras de RF de un transmisor para telegrafía. Como la potencia de RF que produce un oscilador es poca, le siguen una o más etapas amplificadoras de RF para alcanzar el nivel de potencia conveniente.

Un amplificador de RF puede tener una frecuencia de salida igual a la de entrada; se denomina amplificador separador cuando su objeto es aislar una etapa con respecto a otra. El transmisor de la Fig. 8-5(b) tiene etapa amplificadora separadora. A medida que aumenta la frecuencia de trabajo de un oscilador, se va haciendo más difícil mantener la estabilidad de la frecuencia. Por lo tanto, conviene hacer trabajar al oscilador con una frecuencia más baja y transmitir con alguna frecuencia armónica. Estas se obtienen mediante etapas multiplicadoras, como prepresenta la Fig. 8-5(b).

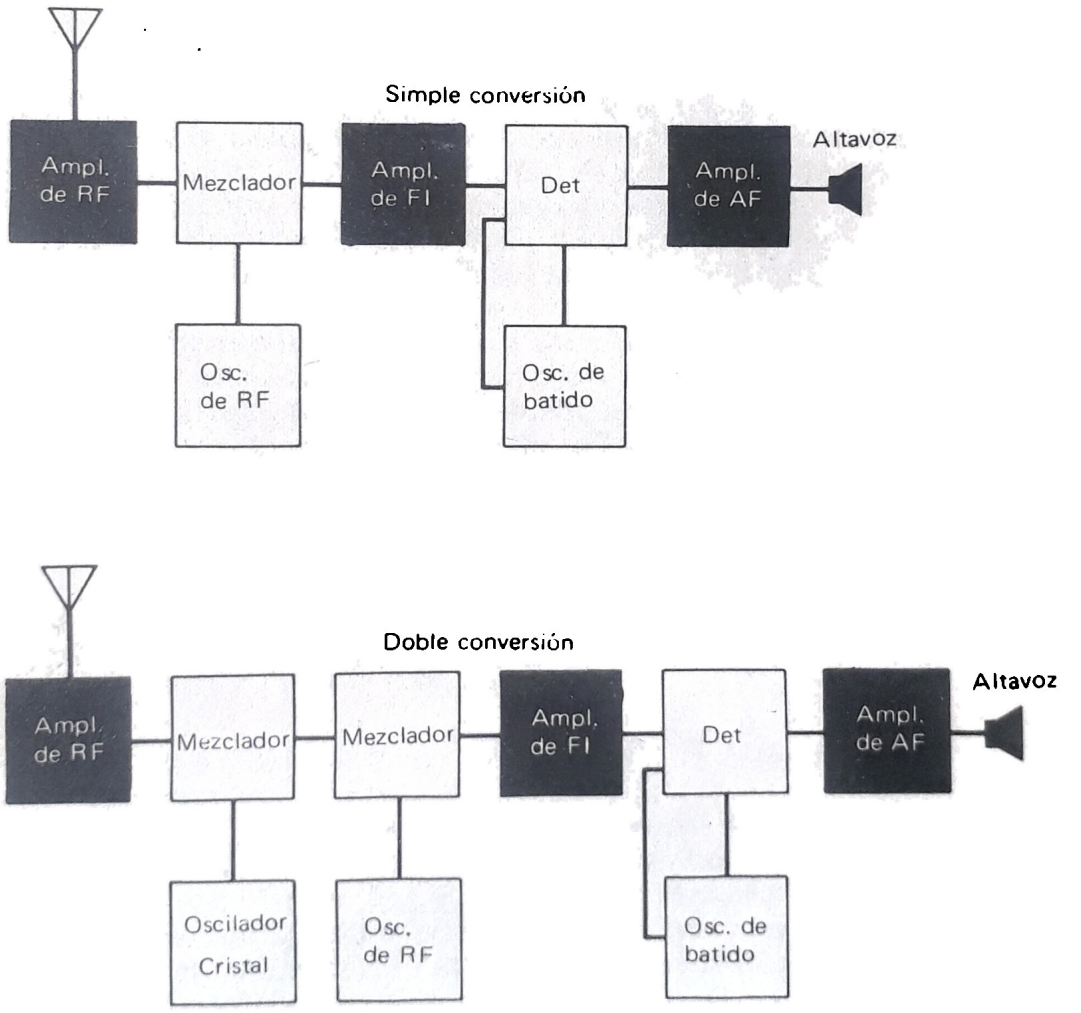


Fig. 8—4. Diagramas en bloques de superheterodinos para aficionado, de conversión sencilla y de doble conversión; entre los dos mezcladores puede también haber amplificación de la primera FI.

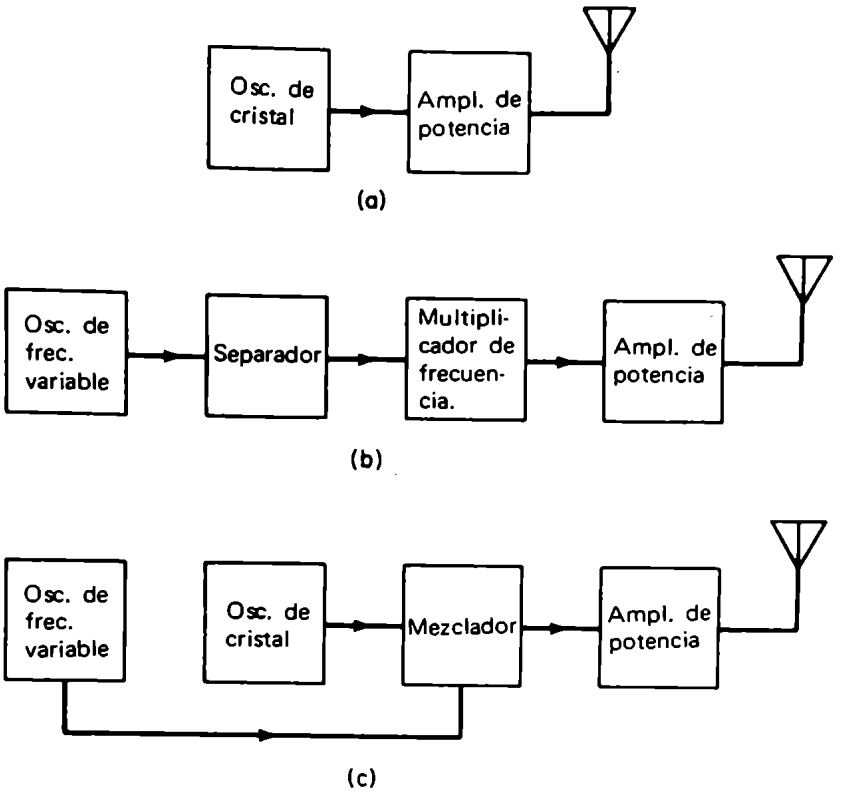


Fig. 8—5. Tres tipos fundamentales de transmisores para aficionado: (a) Con oscilador y amplificador de potencia; (b) Con oscilador maestro, multiplicador de frecuencia y amplificador de potencia; (c) Con excitador heterodino y amplificador de potencia.

Una etapa multiplicadora puede duplicar o triplicar la frecuencia. La frecuencia de salida quedará entonces multiplicada por dos si la etapa es dobladora, y por tres si es triplicadora. La etapa que precede a la amplificadora de potencia se llama excitadora. Haciendo referencia a la Fig. 8-5(c), la etapa mezcladora trabaja como excitadora.

La máxima estabilidad de frecuencia se obtiene mediante osciladores con cristal. Pero un cristal de cuarzo no puede sintonizarse a diferentes frecuencias, por lo que muchos transmisores emplean osciladores de frecuencia variable (OFV), auto-excitados. Este oscilador puede trabajar con la frecuencia que se quiera, pero su estabilidad no es tan grande como la del oscilador con cristal, aunque tomando precauciones especiales llega a ser suficiente. En el ejemplo de la Fig. 8-5(c), se emplea oscilador OFV y con cristal. Si bien esta disposición es relativamente más compleja, tiene la ventaja de permitir buenas características de manipulación en telegrafía. Los amplificadores de potencia pueden trabajar en clase C o en clase B. Empleando la primera, un transmisor para modulación de amplitud puede modularse únicamente en la etapa de salida. En cambio, a una etapa modulada puede seguir un amplificador lineal en clase B. Como se hizo

observar anteriormente, los amplificadores en clase B son menos eficaces que los de clase C.

En el caso de transmisión en telefonía por FM, es posible multiplicar la frecuencia de la señal después de la modulación, y la etapa amplificadora de potencia puede trabajar en clase C. Téngase en cuenta que después de la producción de la señal de banda lateral única en AM no se puede emplear multiplicación de frecuencia. En lugar de hacerlo así, el único método de aumentar la frecuencia de la banda lateral modulada es por heterodinado (conversión de frecuencia) como se hace en la sección de entrada de los receptores superheterodinos. Recordemos que el heterodinado produce una frecuencia de diferencia y otra suma de las que intervienen. La frecuencia suma es igual a la frecuencia de la señal más la del oscilador. La señal de banda lateral única empleada en la transmisión de aficionado tiene suprimida la portadora, debiendo insertarse ésta en el receptor. No se utiliza portadora piloto porque no es crítica la exigencia en cuanto a su fase, como en el caso de la transmisión estereofónica multiplex de doble banda lateral y portadora suprimida.

8.2 Transmisor de onda continua, 40 W, 50 MHz

En la Fig. 8-6 puede verse el esquema de un transmisor de aficionado para telegrafía de onda continua, con una potencia de 40 W a 50 MHz. Consiste en un oscilador controlado por cristal, un amplificador de RF de bajo nivel, un excitador y un amplificador de RF de potencia. Obsérvese que se ha dispuesto a la salida un puente de relación de ondas estacionarias de tensión (ROET). La salida del puente de ROET se aplica al transistor del control automático de ganancia (CAG) Q4. Es una medida de seguridad que protege al transistor Q2 en caso de que accidentalmente el transmisor funcionara sin carga de antena. El transistor Q2 trabaja en clase C, con la máxima potencia nominal; si desapareciera la carga de la antena, el transistor disiparía internamente la potencia que absorbía la antena, destruyéndose en poco tiempo. Pero no habiendo carga de antena, la ROET alcanza un valor muy alto, y la tensión de salida resultante obliga a que el transistor Q4 bloquee a Q3, suprimiendo la entrada de RF a la etapa excitadora. Restableciendo la carga normal, la ROET adquiere su bajo valor normal, Q3 vuelve a conducir y al restablecerse la tensión normal de excitación de Q2 continúa la transmisión.

Es interesante estudiar los requerimientos de carga de un transmisor y la naturaleza de las ondas estacionarias. Haciendo referencia a la Fig. 8-7(a), la tensión de RF se aplica a uno de los extremos de un cable coaxial, absorbiendo la energía del resistor R en el otro extremo del cable. La energía que se pierde en este cable es de poca importancia. Todo cable coaxial (y también cualquier línea de transmisión) tiene cierto valor de impedancia característica. La de un cable coaxial puede ser de 50 o de 75 ohms. Es una ley eléctrica fundamental que si una línea de transmisión termina en una impedancia igual a la suya característica, la carga del otro extremo de la línea absorbe toda la energía aplicada a la entrada. Por ejemplo, si el cable coaxial de la Fig. 8-7 tiene una impedancia caracterísli-

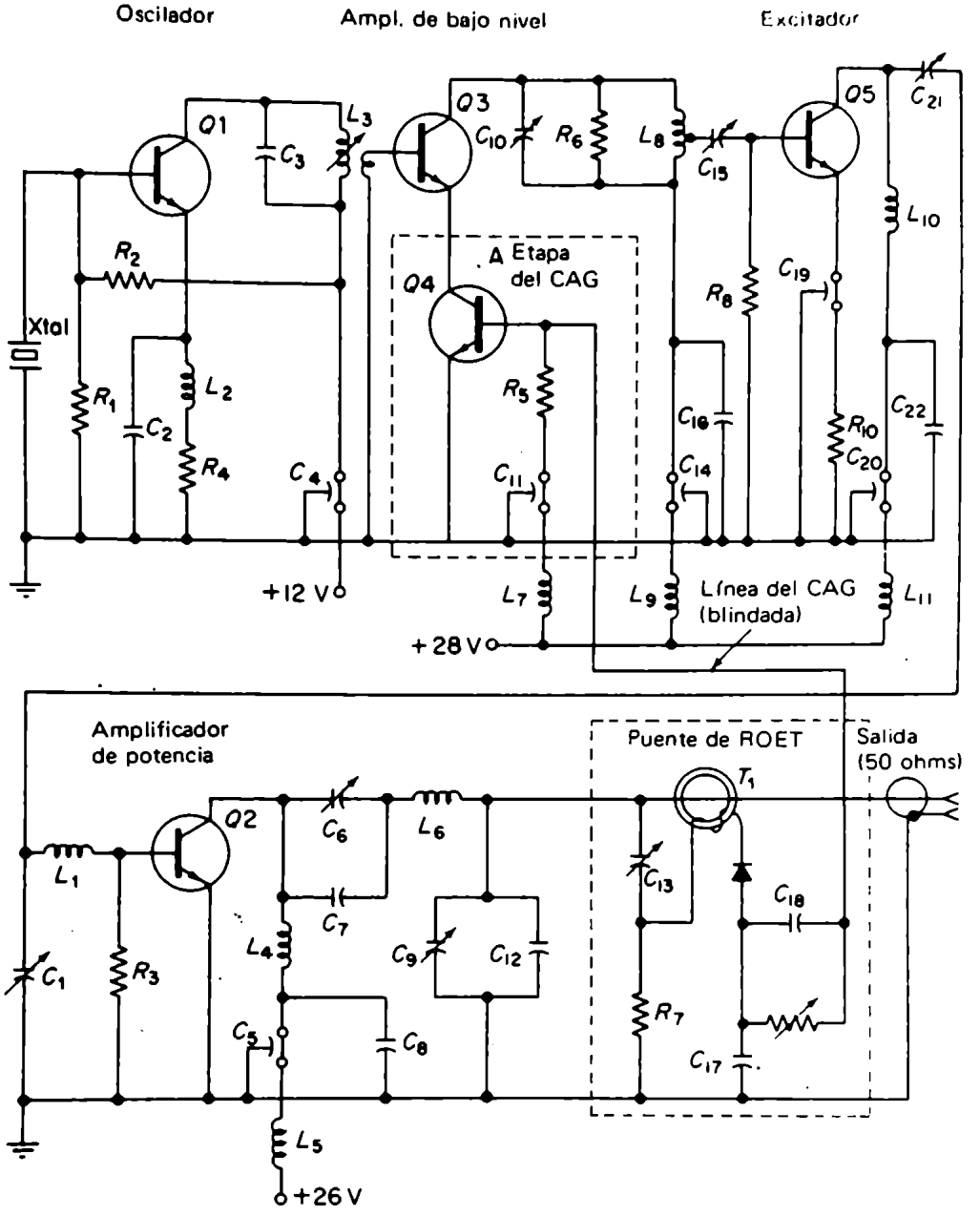


Fig. 8—6. Circuito de un transmisor para aficionado, de 50 MHz y 40 wats.

es de 50 ohms y R tiene un valor igual también a 50 ohms, absorbe toda la energía que circula por el cable. Además, la tensión es constante en cualquier punto de la línea. Es otra manera de expresar que la relación de ondas estacionarias de tensión es 1:1.

Consideremos ahora las relaciones eléctricas en una línea de transmisión sin carga en el extremo lejano, como representa la Fig. 8-8. La energía que

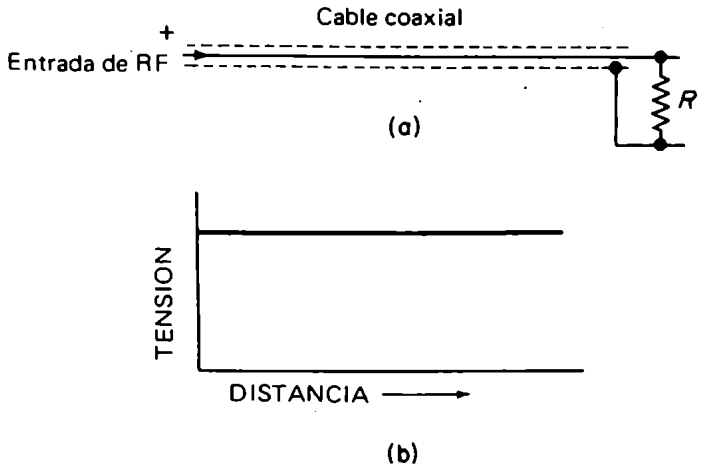


Fig. 8—7. Línea de transmisión terminada por un resistor R: (a) La carga absorbe la energía que circula desde la entrada hasta el extremo de terminación; (b) Cuando la resistencia R es igual a la impedancia característica de la línea, la tensión es uniforme a lo largo de ésta.

circula por el cable lo hace a la velocidad de la luz, y cuando llega al extremo distante, no puede ser absorbida. Entonces, esta energía se refleja en el extremo abierto, retrocediendo hacia la entrada. En su recorrido, la energía reflejada se mezcla con la energía que entra, y debido a la diferencia de fase producida por la reflexión, llega un momento, equivalente a haber retrocedido un cuarto de longitud de onda, que las dos energías se anulan entre sí. En este punto, la tensión de la línea es igual a cero, punto que recibe el nombre de *nodo*. A medida que la energía reflejada

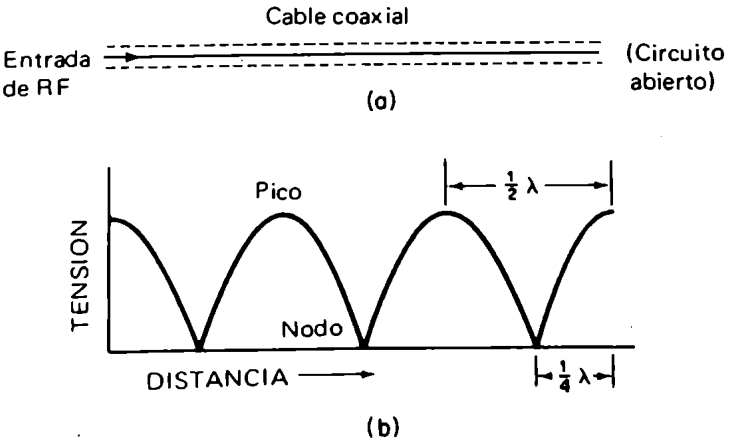


Fig. 8—8. Ejemplo de falta total de adaptación, estando abierto el extremo distante de la línea: (a) El extremo distante no puede absorber la energía de radio frecuencia que circula por la línea; (b) La reflexión de la energía en el extremo distante produce puntos de tensión nula a lo largo de la línea.

sigue su camino hacia la entrada, va entrando en fase con la energía que llega. En un punto situado a la distancia de una semilongitud de onda del extremo distante, las dos energías están en fase y sus tensiones se suman, siendo máxima la tensión en dicho punto. Este punto recibe el nombre de *cresta* y también *pico*. Este proceso se repite a intervalos de media longitud de onda. Obsérvese que siendo la relación de ondas estacionarias de tensión (ROET) el cociente entre el valor pico y el que tiene en el nodo, en el caso estudiado la ROET es infinita.

Analicemos ahora el caso en que el extremo de la línea de transmisión está en corto circuito, como indica la Fig. 8-9. Como que un corto circuito no puede absorber energía alguna, toda la que llega al extremo distante será reflejada. El caso es parecido al representado en la Fig. 8-8, pero en este caso de corto circuito, la tensión en el extremo distante será cero. Los picos y los nodos se suceden como en el caso anterior, a intervalos de un

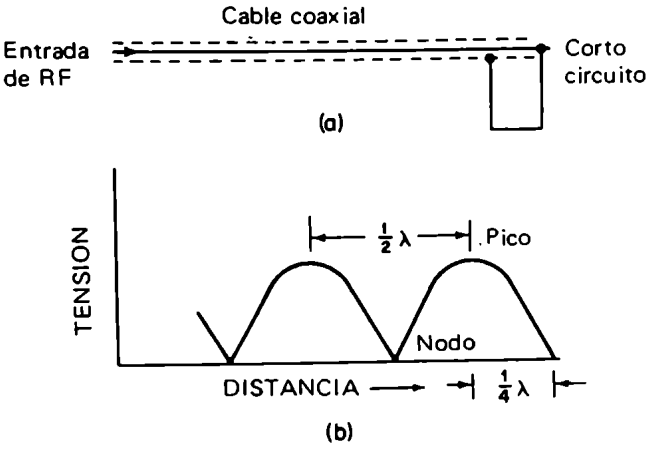


Fig. 8—9. Ejemplo de falta total de adaptación, estando en corto circuito el extremo distante de la línea: (a) El extremo distante no puede absorber la energía de RF que circula por la línea; (b) La reflexión de la energía en el extremo distante produce puntos de tensión nula.

cuarto de longitud de onda y también la ROET es infinita. Veamos ahora lo que ocurre cuando la energía reflejada llega al extremo de entrada a la línea. En los transmisores, el amplificador de RF tiene su impedancia adaptada a la línea, para obtener la máxima eficacia, de modo que el circuito de salida de RF absorberá toda la energía que reciba, y la disipará en forma de calor. La mayor parte de esta disipación tendrá lugar en el transistor de salida de RF. En consecuencia, este transistor estará en peligro de destruirse, lo que se evita mediante el puente de ROET y transistor de AGC, Q4, de la Fig. 8-6.

Consideremos ahora el caso en que haya falta parcial de adaptación entre la carga (antena) y la línea de transmisión, como representa la Fig. 8-10. En este ejemplo, la resistencia R es diferente a la impedancia característica de la línea. El valor de R es inferior a la impedancia

característica, porque al principio, la tensión sube desde el extremo donde está la carga hacia la entrada. Según el dibujo, la tensión máxima en la línea es igual al doble de la tensión mínima; por lo tanto, la ROET es de 2:1. Es un valor aceptable para un transmisor de aficionado, si bien es posible lograr una relación 1,5:1 y también mejor indudablemente, una ROET igual a 1:1 sólo existe en teoría, no siendo posible obtenerla en la práctica.

8.3 Reparación de transmisores para radio-aficionados

Según lo que acabamos de ver, si un transmisor pone al aire una señal débil habrá que determinar primero la ROET en la línea de transmisión, valiéndose de un medidor adecuado. Esta comprobación demostrará si el inconveniente está en el sistema de antena o en el transmisor. Si el sistema de antena trabaja satisfactoriamente, el paso siguiente será medir la potencia de salida del transmisor. El procedimiento es sencillo, y se efectúa desconectando la línea de transmisión sustituyéndola por una carga resistiva equivalente a la salida del transmisor. Por ejemplo, puede utilizarse una antena artificial de 50 ohms; la antena artificial estará construida para poder disipar la potencia de RF necesaria, proporcionando el valor conveniente de carga resistiva. Hay dos métodos fundamentales para medir la potencia de salida de un transmisor. Si con la antena artificial se utiliza un watímetro de RF, la potencia de salida se mide directamente. El otro método es emplear un voltímetro de válvulas o transistorizado con sonda de RF, midiendo la tensión de RF en los extremos de la antena artificial; la potencia se calcula según la fórmula:

$$W = \frac{E^2}{R}$$

siendo W los wats de potencia de RF, E la tensión medida y R la resistencia de la antena artificial.

La causa de la poca potencia de salida puede ser debida a la falta de ajuste del transmisor o provocada por algún componente defectuoso. Como ejemplo, y refiriéndonos a la Fig. 8-6, la falta de ajuste de C6 o de C12 daría por resultado poca potencia de salida. Estos capacitores variables sintonizan la red de filtro de salida para adaptar la impedancia de Q2 a la impedancia de la línea de transmisión, a la frecuencia de trabajo. Si la poca potencia no se debe a la falta de adaptación de impedancias, hay que comprobar el transistor de salida Q2. Disponiendo de las especificaciones del transmisor, se medirán las tensiones continuas. De lo contrario, habrá que hacer una prueba por sustitución. Si no hay defectos en la etapa de salida, la falta de potencia puede tener por origen la excitación inadecuada. Por ejemplo, C1 puede estar desajustado, o tal vez habrá algún componente defectuoso (o falta de ajuste) en las etapas precedentes, que se comprobarán sucesivamente.

OSCILACIONES PARASITAS. A veces, una etapa amplificadora oscila con frecuencia muy alta o muy baja. La oscilación parásita puede ocurrir

continuamente, o únicamente en los picos de la onda de excitación, por ejemplo. Las oscilaciones parásitas de alta frecuencia producen interferencias, disminuyen la eficacia del transmisor y muchas veces sobrecargan una o más etapas. Las oscilaciones parásitas de baja frecuencia pueden también

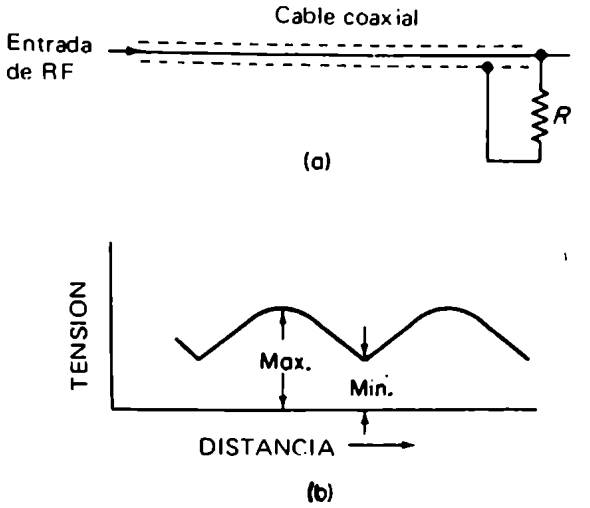
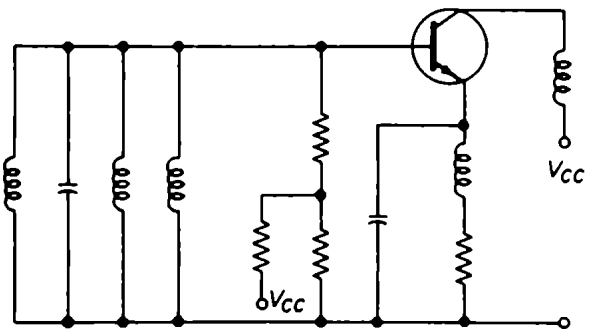


Fig. 8—10. Ejemplo de falta parcial de adaptación: (a) El resistor de carga R tiene valor diferente de la impedancia característica de la línea; (b) la relación de ondas estacionarias (ROE) es de 2:1.



Fgi. 8—11. Un circuito con más de una frecuencia de resonancia puede producir oscilaciones parásitas.

causar interferencias, aunque parezca que el transmisor trabaja correctamente. La Fig. 8-11 representa la base para la producción de oscilaciones parásitas. Si en las conexiones de un transistor se forman circuitos con más de una frecuencia de resonancia, se desarrollarán oscilaciones, cuya frecuencia estará determinada por la del circuito cuyo factor Q sea más alto. En muchos casos, éste no es el circuito que determina la frecuencia normal de trabajo de la etapa. En ocasiones, un alambre de conexión, debido a su capacitancia parásita, forma un circuito oscilador de frecuencia ultra elevada en una etapa amplificadora de frecuencia muy elevada (VHF). En

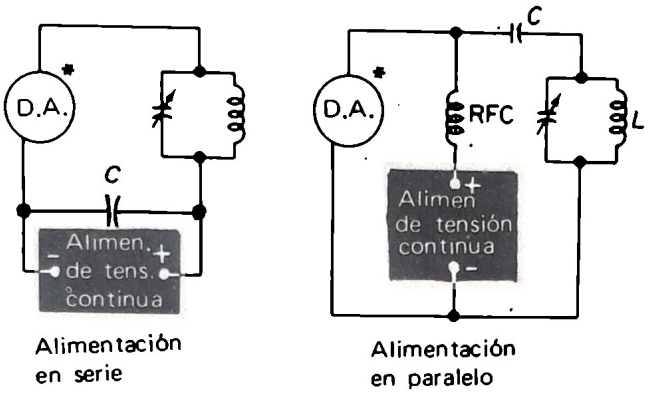


Fig. 8—12. Ejemplo de circuitos alimentados en serie y en paralelo.

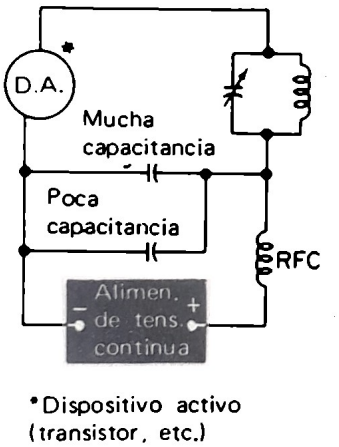


Fig. 8—13. Desacoplamiento de la fuente de alimentación mediante un inductor y dos capacitores.

estos casos, la oscilación parásita aparece casi siempre cuando la onda de excitación tiene su valor instantáneo máximo.

Las etapas amplificadoras con alimentación en paralelo son especialmente susceptibles a las oscilaciones parásitas. Cuando se presenta oscilación parásita en una etapa alimentada en paralelo, conviene muchas veces pasar a la alimentación en serie, como se indica en la Fig. 8-12. Además, puede ser necesario complementar el desacoplamiento de los conductores de alimentación mediante un segundo capacitor de elevado valor y por consiguiente baja reactancia para la frecuencia de las oscilaciones parásitas, como se ve en la Fig. 8-13. Las oscilaciones parásitas pueden comprobarse mediante receptores de radio próximos al transmisor, con el manipulador abierto. Un receptor de TV puede demostrar la presencia de radiación parásita, o bien puede desplazarse en las proximidades de los circuitos sintonizados del transmisor una sonda de RF conectada a un voltímetro de

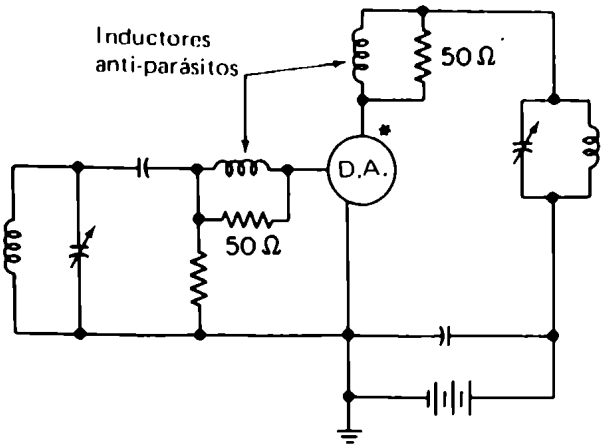


Fig. 8—14. Supresión de oscilaciones parásitas de frecuencias ultra-altas.

válvulas o transistorizado, para localizar el inconveniente. Incluso puede emplearse una lámpara de neón, aunque es un indicador relativamente poco sensible a las tensiones de RF. Las oscilaciones parásitas pueden suprimirse a veces conectando un pequeño resistor, un choque de RF o ambos a los conductores de entrada y de salida del transistor o dispositivo activo, como indica la Fig. 8-14. Pueden devanarse, por ejemplo, unas seis espiras de alambre alrededor de un resistor de composición de 50 ohms.

CHIRRIDOS. Refiriéndonos a la Fig. 8-6, para la transmisión de señales de Morse es preciso manipular el transmisor en algún lugar adecuado. Como que la etapa osciladora trabaja a bajo nivel, se trata a veces de manipular el transistor oscilador, interrumpiendo su alimentación. Este método produce con frecuencia chirridos, término que significa variación de frecuencia que distorsiona el tono de la señal recibida. Es muy molesto tratar de recibir señales con chirrido muy pronunciado. La causa del inconveniente, cuando se manipula la etapa osciladora, estriba en la variación de la frecuencia del oscilador cuando aumenta y se anula la tensión aplicada. Casi todos los osciladores varían en alguna medida su frecuencia cuando varía la tensión de alimentación, porque varían también las capacitancias de las junturas del transistor. En consecuencia, la manipulación debe realizarse en la etapa separadora, como en el terminal de emisor de Q5. No obstante, se podrá experimentar alguna dificultad si la tensión de alimentación no tiene buena regulación. Quiere decir que al variar la intensidad de la corriente de las etapas excitadora y amplificadora de potencia al cerrar y abrir el manipulador, puede variar también la tensión de alimentación de Q1. Por lo tanto, en este caso la tensión de alimentación del transistor oscilador debe estar regulada para impedir los chirridos de manipulación.

CORRIMIENTO DE FRECUENCIA. Siempre varía algo la frecuencia durante el calentamiento que sigue a la puesta en funcionamiento de un

transmisor. Pero una vez alcanzado el equilibrio térmico, pronto debe estabilizarse la frecuencia de trabajo, en condiciones normales. En cambio, cuando el defecto de algún componente o una disposición inadecuada del circuito hace variar lentamente (a veces rápidamente) la frecuencia de trabajo cuando se manipula, deberán realizarse comprobaciones sistemáticas para localizar el defecto. Una causa frecuente de corrimiento de frecuencias es la ventilación inadecuada del chasis del transmisor. En las unidades de mucha potencia, puede haberse detenido algún ventilador o existir un obstáculo para la corriente de aire. Si trabaja un cristal de cuarzo en un circuito mal ajustado, puede calentarse gradualmente hasta llegar a un nivel normal, ocasionando el corrimiento de frecuencia. En algunos casos, las oscilaciones parásitas en el circuito oscilador con cristal pueden causar el corrimiento de frecuencia. Entonces conviene colocar una perla de ferrita cerca del terminal de base del transistor oscilador. Al aumentar la inductancia en dicho punto, se forma un eficaz choque contra las oscilaciones de ultra alta frecuencia.

DIFICULTADES EN LA NEUTRALIZACION. Si una etapa separadora, excitadora o amplificadora de RF de un transmisor tiende a oscilar al ajustarla a resonancia, es preciso neutralizar, como se hace en los amplificadores de FI de los receptores (véase la Fig. 8-15). Los procedimientos para la neutralización son sencillos y no ocasionan dificultades. En cambio, si el ajuste del capacitor de neutralización no basta para impedir que una etapa oscile, seguramente habrá alguna oscilación parásita que deba suprimirse. La indicación más sensible para la neutralización se obtiene mediante el voltímetro de válvulas o transistorizado y la sonda de RF. Esta se coloca cerca del circuito tanque de colector, ajustando el capacitor de neutralización hasta lectura cero en el voltímetro. Durante el procedimiento de neutralización se suprime la excitación a la etapa, por lo cual toda indicación de tensión se debe a oscilaciones parásitas o auto-oscilación.

Hagamos notar que un circuito como el de la Fig. 8-15 puede no necesitar neutralización si trabaja a frecuencia relativamente alta. Todo

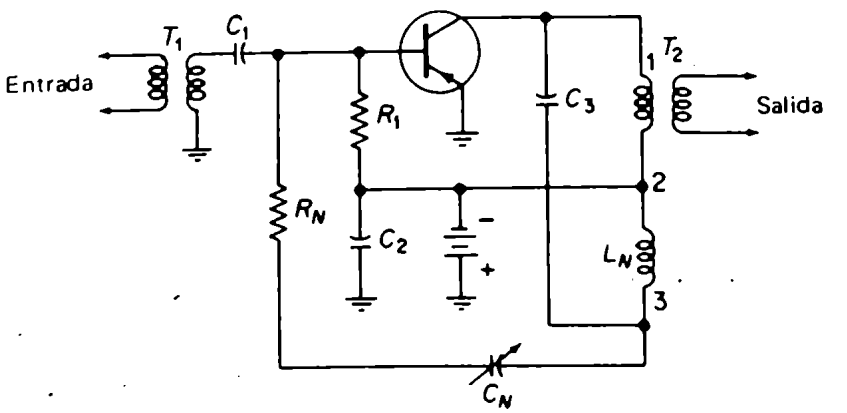


Fig. 8—15. Circuito amplificador con componentes para la neutralización, L_N, C_N y R_N.

transistor tiene un límite en su frecuencia de trabajo, llamado frecuencia de corte beta. Al acercarse a este límite, la eficacia del transistor disminuye, realimentándose menos energía desde la salida a la entrada del transistor. Por lo tanto, existe cierta frecuencia por encima de la cual no se necesita neutralización. Indudablemente, si el transistor trabaja a una frecuencia superior a la de corte beta, el rendimiento de la etapa disminuye mucho. Sin embargo, hay un límite práctico en la frecuencia de trabajo, por debajo de la frecuencia de corte beta, que permite un comportamiento aceptable sin necesitar neutralización.

CHASQUIDOS DE MANIPULACION. Son los sonidos que acompañan el principio y el final de las señales Morse, de modo que cada uno de los signos, punto o raya, está entre dos golpes. Este repiqueteo no solamente

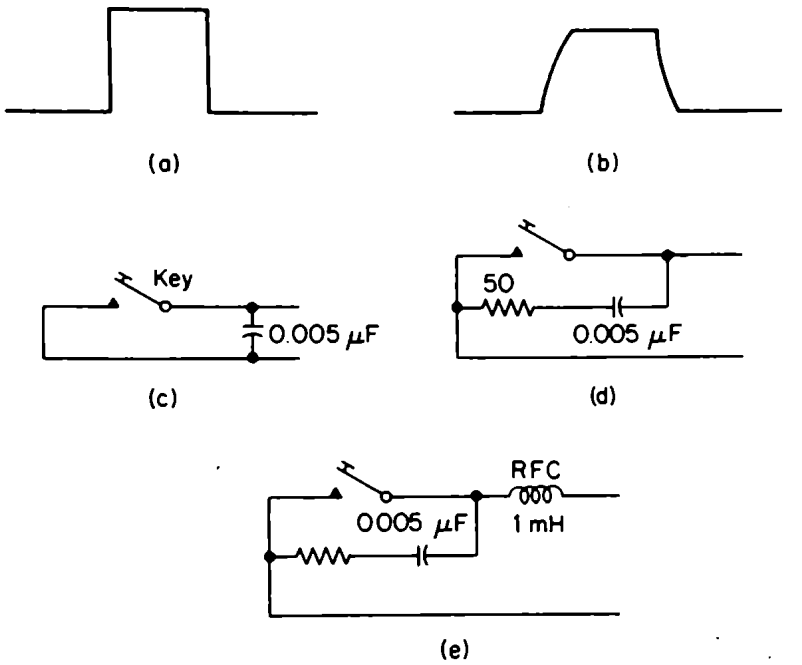


Fig. 8—16. Filtros para la supresión de chasquidos de manipulación: (a) Onda de manipulación que produce fuertes chasquidos; (b) Onda de manipulación con los chasquidos reducidos a un mínimo; (c) Filtro supresor de chasquidos mediante capacitor; (d) Filtro con resistor supresor de chispas; (e) En casos difíciles se añade un inductor como filtro de RF.

molesta al operador, sino que produce bandas laterales ("salpicaduras") que interfieren las frecuencias próximas. Los chasquidos de manipulación se deben a la conmutación excesivamente brusca producida por la manipulación, como se representa en la Fig. 8-16. Al aplicar o suprimir súbitamente la tensión de un circuito, se producen frecuencias elevadas debidas a la transición. Estas frecuencias modulan las señales produciendo chasquidos. Se logra suprimirlos disminuyendo la velocidad de aplicación y de corte de la tensión de manipulación del circuito. En muchos casos,

basta poner en paralelo con los contactos del manipulador un capacitor de 0,005 μF; si no es suficiente, puede añadirse un choque de RF y también un resistor y capacitor, como se ve en la Fig. 8-16.

Si la dificultad persiste, convendrá regular la fuente de alimentación, por lo menos en las etapas de poca potencia. Ya se dijo anteriormente que es mal sistema manipular el oscilador, pues dará por resultado la producción de chirridos y chasquidos. Hay cierta tendencia a hacerlo, porque además de ser fácil manipular una etapa de muy poca potencia, se corta la energía de todo el canal de RF cuando el manipulador se abre. Pero es imposible obtener una buena señal manipulando el oscilador. Conviene comprobar los resultados que se obtienen al manipular diferentes etapas. No es exacto que los chasquidos y chirridos disminuyen manipulando la etapa más alejada del oscilador maestro. La separación entre etapas nunca es perfecta, y puede suceder que manipulando una etapa multiplicadora se obtenga una onda de manipulación más limpia que si se manipulara el amplificador final.

DIFICULTADES EN LA MODULACION. En la modulación de amplitud pueden presentarse diversos inconvenientes, tales como falta de modulación, sobremodulación, distorsión y modulación por frecuencias extrañas. La causa de poca modulación se debe a veces a emplear un micrófono cuya salida es inadecuada para el modulador que emplea el transmisor. También podría hallarse la causa en el defecto de algún componente del preamplificador, o de la sección moduladora. La sobremodulación puede producirse al utilizar un micrófono con demasiada salida para el equipo en cuestión, o también si el transistor modulado tiene poca excitación. La distorsión se debe muchas veces a defectos en el preamplificador, por ejemplo un capacitor de acoplamiento con pérdidas, que modifica la

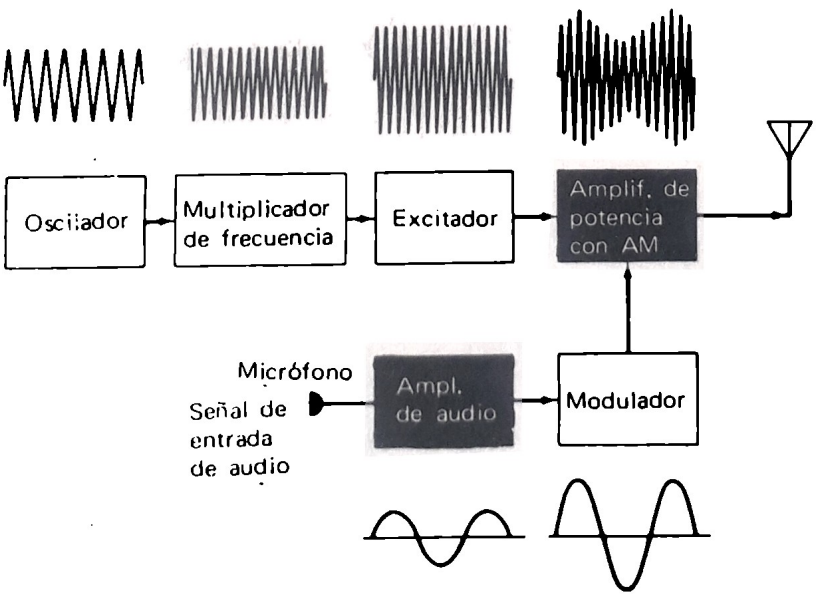


Fig. 8—17. Diagrama en bloques de un amplificador de potencia de RF modulado en amplitud.

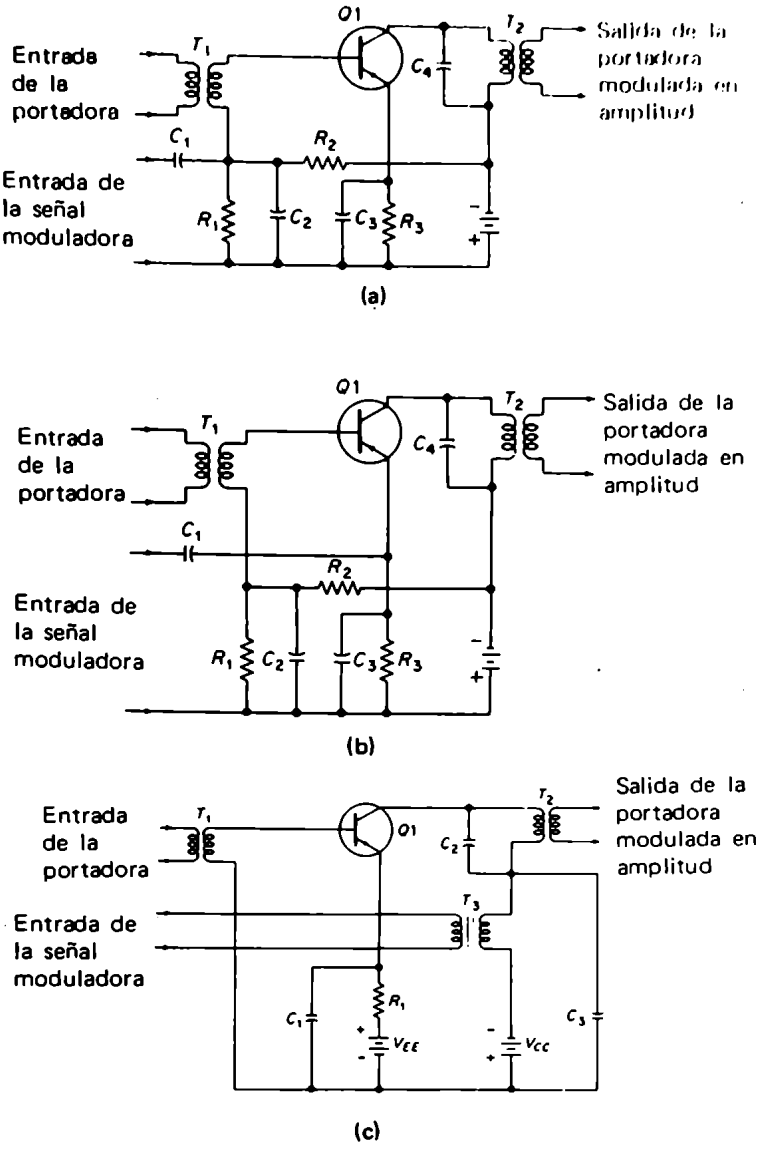


Fig. 8—18. Circuitos fundamentales de modulación de amplitud: (a) Modulación por base; (b) Modulación por emisor; (c) Modulación por colector.

polarización de algún transistor. La modulación por frecuencias extrañas puede ser el resultado de tratar de modular un oscilador de RF con excesivo nivel de modulación. En todos los casos, será necesario realizar pruebas y mediciones para localizar la dificultad.

La Fig. 8-17 representa la disposición general de un transmisor con modulación de amplitud en la etapa final. Si bien se necesita más potencia de audio frecuencia para modular la de salida, este método tiene dos ventajas importantes. Primera, la etapa final está bien separada con respecto a la etapa osciladora, de modo que no puede haber modulación

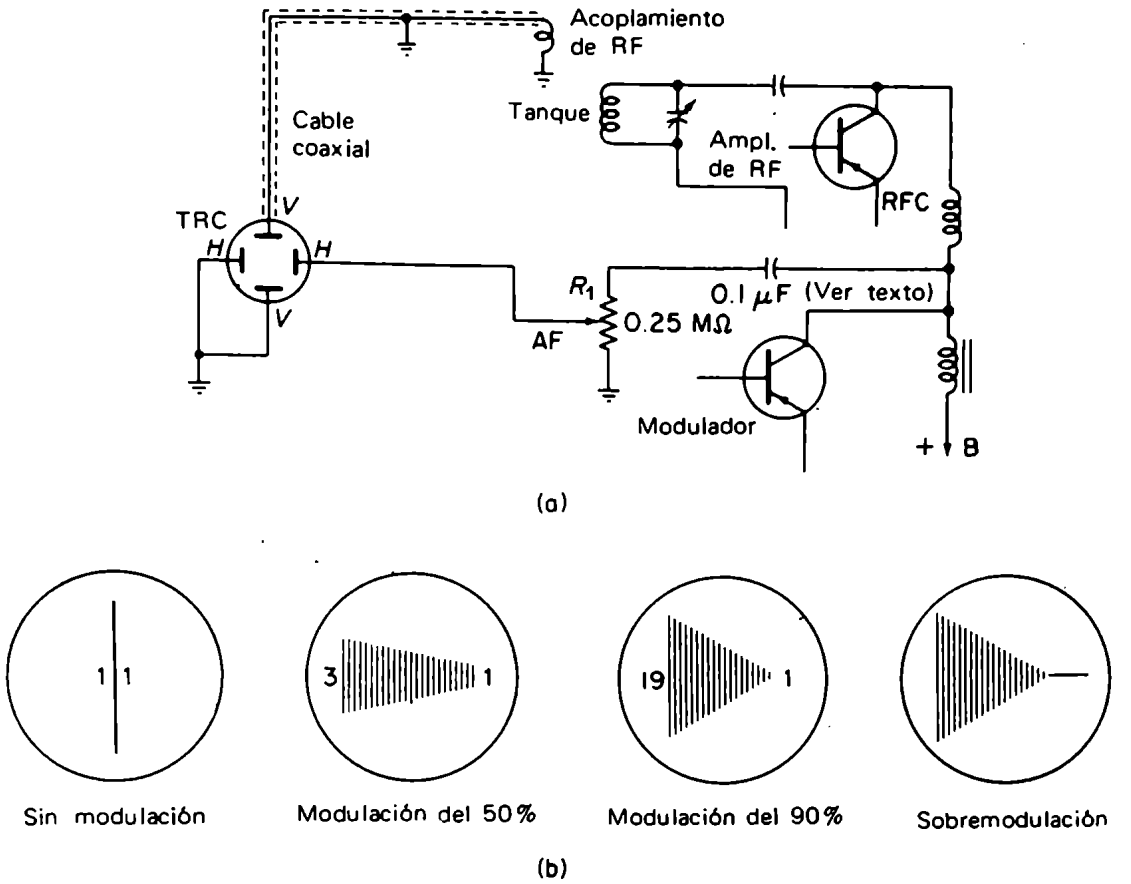


Fig. 8—19. Figuras trapezoidales obtenidas al comprobar la modulación de amplitud: (a) Conexiones para la prueba; (b) Figuras obtenidas en la pantalla del osciloscopio.

incidental de frecuencia. Segunda, la etapa final puede trabajar en clase C, con mayor rendimiento. En cambio, modulando en amplitud la etapa excitadora, el amplificador final debería trabajar en clase B, con menor rendimiento. Si una etapa modulada excitara a otra que trabajara en clase C, se produciría una distorsión inadmisible. Esto no quiere decir que todos los transmisores de telefonía que utilizan los aficionados estén modulados en la etapa final. Por el contrario, hay determinados tipos de transmisores en los que conviene o es necesario modular una etapa de bajo nivel, a la que siguen, indudablemente, amplificadores de RF lineales.

Hay tres métodos fundamentales para modular en amplitud un amplificador de RF, como se indica en la Fig. 8-18. Son los denominados de inyección en el colector, en la base y en el emisor. Cada método tiene por objeto variar la ganancia del transistor, y en consecuencia modular en amplitud la portadora de RF. Para evitar la distorsión, deben estar correctamente relacionadas las tensiones de polarización, el nivel de excitación y el de la señal moduladora. Cuando se emplea inyección en la base, la tensión de modulación varía la polarización base-emisor. La inyección en el emisor es análoga a la de base. El sistema preferido es el

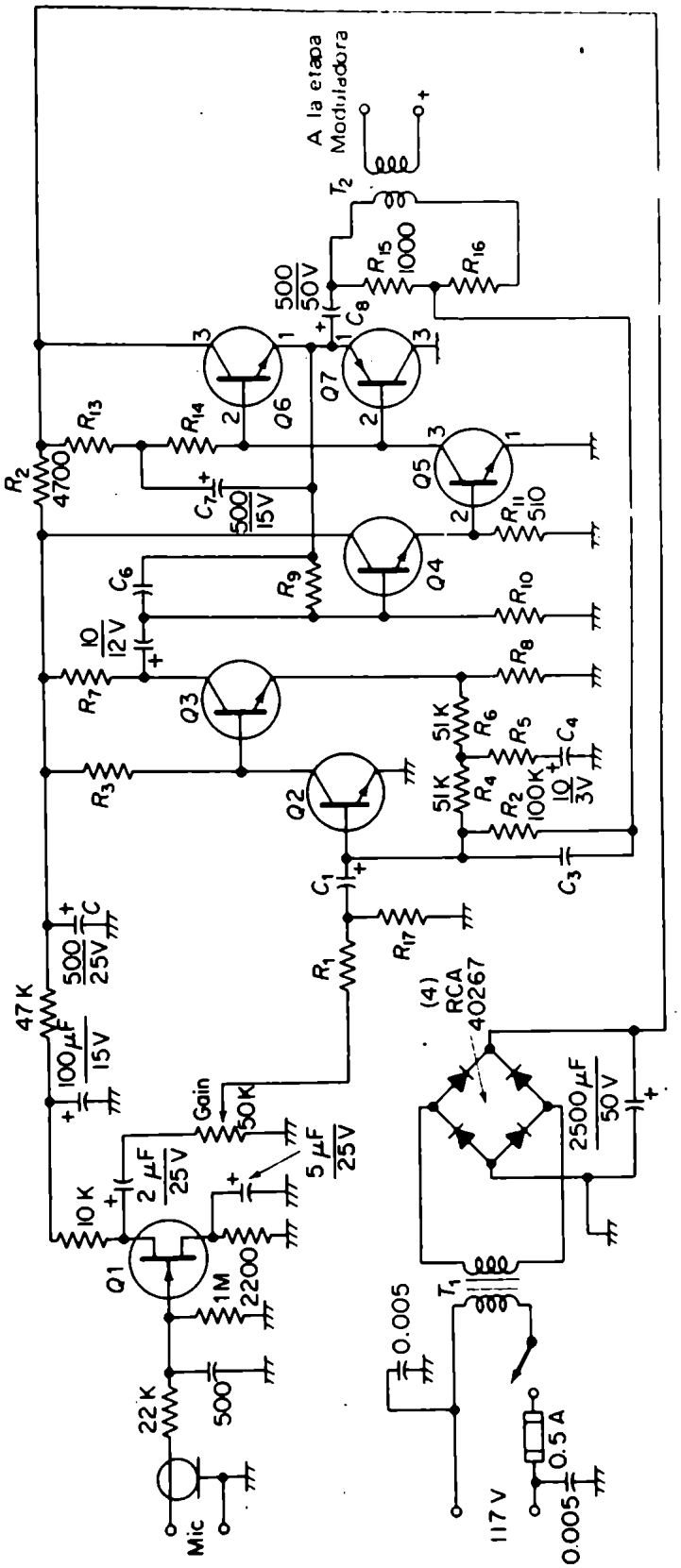


Fig. 8—20. Esquema de una unidad para modulación de amplitud.

de inyección en el colector, especialmente cuando la potencia es elevada, debido a su mayor rendimiento y poca distorsión para modulación total. Se mantiene constante, en este método, la polarización base-emisor, variando el potencial del colector de acuerdo a la tensión de modulación. El transformador de modulación T3 sirve para adaptar la impedancia de salida del modulador a la impedancia de colector de Q1. El capacitor C3 tiene un valor tal que deriva la señal de RF, dándole paso fuera del transformador, pero no deja pasar en forma apreciable la señal de modulación.

Cuando existen inconvenientes en la modulación, la mejor información se obtiene por la observación de los diagramas trapezoidales de modulación, dibujados en la Fig. 8-19. Estos diagramas se obtienen mediante el osciloscopio. La tensión de RF se aplica a las placas de deflexión vertical por medio de una bobina de captación. La tensión de RF de nivel adecuado se obtiene variando la distancia entre la bobina y el tanque del transmisor, o cambiando el número de espiras de la bobina. La tensión de audio frecuencia se aplica, a través de un potenciómetro, a las placas de deflexión horizontal; esta tensión se toma de la etapa moduladora. Para evitar que en la pantalla aparezca un diagrama doble, distorsionado, se regula la fase de la tensión de RF girando convenientemente la bobina de captación.

Haciendo referencia a la Fig. 8-19(b), se obtienen diagramas estables utilizando un tono constante de audio frecuencia. Puede emplearse un zumbador, o bien el operador silba frente al micrófono sin variar el tono. Las características principales que se observarán en los diagramas se refieren al exceso o falta de modulación de la portadora. En cualquiera de los dos casos, se necesitarán procedimientos de localización para determinar la porción defectuosa del equipo. Si el tanto por ciento de modulación es satisfactorio, debe observarse luego si los bordes superior e inferior del diagrama son rectos, como se ve en el dibujo, o están curvados, con alto tanto por ciento de modulación. En este último caso, hay que comprobar la tensión de excitación de la etapa modulada. Por ejemplo, si el transistor de la etapa excitadora tiene pérdida en la juntura de colector, puede ser incapaz de suministrar la potencia máxima instantánea de RF que necesita el transistor amplificador de radio frecuencia.

La Fig. 8-20 representa el circuito de una unidad para modulación de amplitud. En el caso de que haya distorsión a la salida, se comprobarán las tensiones continuas de trabajo en todo el modulador. La primera evaluación conviene efectuarla mediante un osciloscopio, siguiendo la señal de audio. Se aplica la salida de un oscilador de audio frecuencia al conector para el micrófono, para disponer de una onda senoidal constante. El seguimiento de la señal y procedimiento para localizar la falla es en esencia igual que en el caso de amplificadores de audio. Este tema se explicó anteriormente, por lo que será necesario referirse a aquella información en caso de dificultad. Obsérvese que si el control de ganancia de 50 k-ohms estuviera fuera del ajuste, podría llegarse a la conclusión equivocada de que el amplificador distorsiona o tiene poca salida.

Comunicación Bilateral por Radio

9.1 Consideraciones generales

Los equipos para comunicaciones bilaterales se emplean en los automóviles de patrulla de la policía, vehículos del cuerpo de bomberos, servicios de automóviles de alquiler, aviación, transportes terrestres, servicios de mantenimientos varios, y en otros sistemas de comunicaciones. Entre los transmisores para estas comunicaciones, pueden citarse unidades móviles, unidades fijas, unidades de base y estaciones repetidoras. Las frecuencias de trabajo están comprendidas entre 37,02 MHz y 465,5 MHz. Las unidades móviles se instalan generalmente en vehículos automóviles, si bien hay unidades construidas para llevar personalmente, por ejemplo por el operario de una construcción, o se disponen temporalmente en algún lugar determinado. Las estaciones de base son más elaboradas que las unidades móviles; se emplean para mantener comunicación con cierto número de estaciones móviles. Las estaciones fijas son también de emplazamiento permanente, sirviendo para la comunicación con otras estaciones fijas. Las estaciones repetidoras pueden instalarse en lugares fijos o sobre vehículos; se emplean para la retransmisión de señales desde una estación a otra.

Hay dos métodos básicos de comunicación por radio, denominados comunicación unilateral y bilateral. La primera de ellas puede compararse a la radiodifusión, y se emplea poco en las comunicaciones por radio. La comunicación bilateral requiere dos estaciones, estando ambas equipadas para transmitir y recibir. La comunicación puede efectuarse en los modos simplex o duplex, como se indica en la Fig. 9-1. Trabajando en simplex, la estación 1 transmite mientras la estación 2 recibe (Fig. 9-1(a)). Finalizada la transmisión, la estación 2 puede transmitir a la estación 1. Ninguna de las estaciones puede recibir señales de la otra hasta haber concluído la transmisión, pasando el equipo a la posición de recepción.

En el modo simplex, la comunicación tiene lugar en un solo sentido cada vez; el equipo puede tener un conmutador que se presiona para hablar, un relevador activado por la voz o algún otro dispositivo automático que conmute de recepción a transmisión y viceversa. En cambio, en el

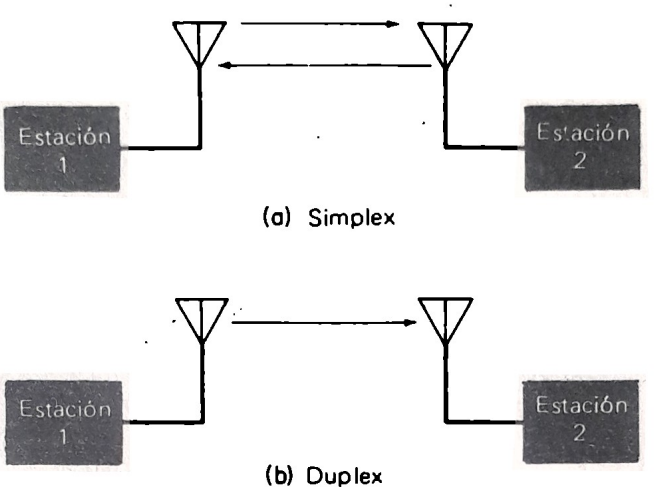


Fig. 9—1. Dos métodos básicos de radiocomunicación.

modo duplex, la comunicación se realiza simultáneamente en ambos sentidos (Fig. 9-1(b)). La estación que recibe puede interrumpir en cualquier momento a la transmisora, puesto que ambas trabajan simultáneamente en modo de transmisión y de recepción. Por lo tanto, la comunicación duplex es análoga, bajo este aspecto, a la comunicación telefónica común. Más adelante explicaremos detalles relativos al trabajo en duplex.

Los sistemas de comunicaciones bilaterales emplean a menudo una estación de base y una o más unidades móviles. La comunicación directa se obtiene dentro de una zona relativamente bien definida. Está determinada por la potencia del transmisor, naturaleza del terreno, tipo de antena y otros factores de menor importancia. La comunicación por radio sobre una superficie más extensa, exige la instalación de una o más estaciones repetidoras, como indica la Fig. 9-2. La estación repetidora recibe señales de la estación de base, las amplifica y las retransmite. La retransmisión puede dirigirse a unidades móviles, a otra estación repetidora o a otra estación de base. La retransmisión puede ser simultánea o diferida, según el tipo de trabajo utilizado. Empleando numerosas estaciones repetidoras, puede ampliarse la comunicación por radio a una zona mucho mayor.

La mayoría de los sistemas de comunicación bilateral trabajan con una sola frecuencia, en modo simplex. Las estaciones de base y las unidades móviles transmiten y reciben con la misma frecuencia portadora. No obstante, hay sistemas bilaterales que trabajan en modo simplex pero con dos frecuencias. En este caso, la estación de base transmite con una frecuencia, y las móviles con otra. A pesar de emplear dos frecuencias, las estaciones no pueden transmitir y recibir simultáneamente, porque los equipos están construidos para trabajar en modo simplex. Los sistemas bilaterales que emplean dos frecuencias en modo duplex, permiten a los operadores de la estación de base y de las estaciones móviles transmitir y recibir simultáneamente.

Las estaciones de control forman parte de los sistemas bilaterales

simplex con dos frecuencias y retransmisión. La estación de control es análoga a la estación de base, pero se comunica con las unidades móviles a través de una estación repetidora. Se utilizan estaciones repetidoras automáticas, que no requieren atención. Así pues, una estación móvil transmite en una frecuencia a una estación repetidora automática, la que retransmite la señal con otra frecuencia a la estación de control. A su vez, esta estación de control se comunica con otras unidades móviles a través de una estación repetidora. Esta estación de control tiene operador, y su funcionamiento no es automático. Obsérvese que la estación de control transmite con la primera frecuencia a la estación repetidora, y ésta retransmite las señales a las unidades móviles con otra frecuencia. Las estaciones repetidoras se instalan generalmente en lugares elevados, para abarcar una mayor superficie de comunicación.

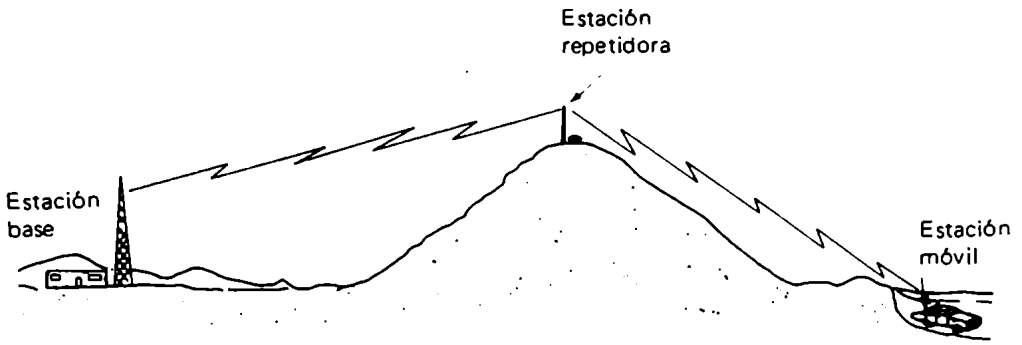


Fig. 9—2. Principio de trabajo de una estación repetidora.

Hay cuatro bandas principales para los servicios móviles de comunicación por radio. Son la llamada banda inferior (30 a 50 MHz), la de aviación (118 a 136 MHz), la banda superior (150 a 174 MHz) y la banda de ultra alta frecuencia (UHF), de 450 a 470 MHz. La mayor parte del servicio de comunicación bilateral se efectúa con modulación de frecuencia. Sin embargo, el ancho de los canales se limita a 16 kHz, aproximadamente; se denomina modulación de frecuencia de banda angosta ("NFM", narrow band frequency modulation). Los servicios públicos de seguridad, tales como policía, bomberos y servicios marítimos tienen asignados canales en las bandas inferior, superior y UHF. Otros servicios públicos que emplean comunicaciones bilaterales, son los de hospitales y ambulancias. Además, se asignan canales también a servicios de transporte privado y público, radioteléfono y servicios de llamado de personas. La distribución de frecuencias se hace procurando reducir a su mínima expresión las interferencias entre los diferentes servicios.

9.2 Transmisor básico para FM

La Fig. 9-3 representa el diagrama en bloques de un transmisor básico de modulación de frecuencia. Obsérvese que la señal de audio modula al

oscilador. En este proceso, se produce también algo de modulación de amplitud. Por lo tanto, la onda de salida del oscilador pasa a través de una etapa limitadora. Esta recorta las variaciones de amplitud, por lo que la salida del limitador es una onda modulada en frecuencia, de amplitud

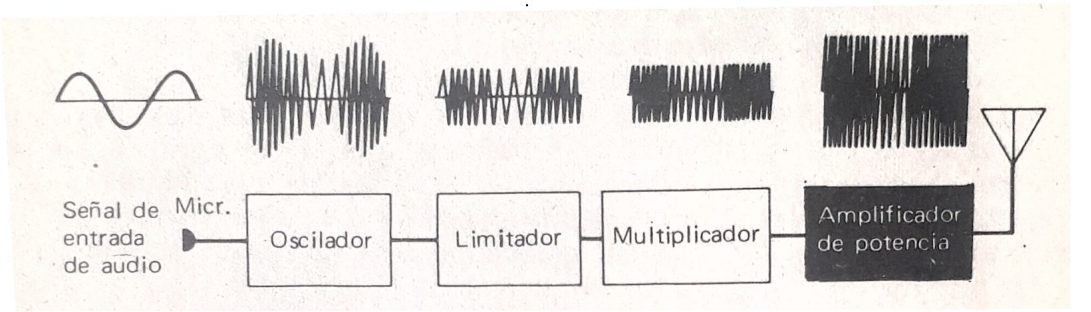


Fig. 9—3. Diagrama en bloques de un transmisor básico para FM.

constante. Después, la señal pasa por un multiplicador de frecuencia. Se obtiene así una portadora de frecuencia más elevada y también con mayor desviación. Si bien el oscilador podría trabajar con esta frecuencia elevada y mayor desviación, por consideraciones de orden práctico se prefiere hacerlo trabajar con una frecuencia más baja, que después se multiplica. Siguiendo a la sección multiplicadora, se encuentra el amplificador de potencia, que aumenta el nivel de la señal hasta el valor conveniente para actuar sobre la antena. En los equipos móviles, el amplificador de potencia puede entregar hasta uno 60 wats de potencia de radio frecuencia; en una estación de base, esta potencia puede ser de 2 kW.

La Fig. 9-4 representa el circuito de un oscilador modulado en frecuencia. Es un ejemplo de modulación por reactancia. La señal moduladora se acopla mediante T2 y Q2, que es el transistor modulador por reactancia. La señal moduladora varía la polarización base-emisor de Q2, variando de acuerdo a la misma la tensión de colector. Al aumentar y disminuir esta tensión de colector, la capacitancia de la juntura de colector de Q2 disminuye y aumenta en consecuencia. La capacitancia de la juntura está representada en el esquema por C_{CE}. Obsérvese que la capacitancia de la juntura de Q2 está parcialmente en paralelo con el tanque del oscilador, T1. La frecuencia de resonancia del circuito tanque varía entonces de acuerdo a las variaciones de la capacitancia de la juntura. En consecuencia, la salida del circuito tanque es una señal modulada en frecuencia.

En la Fig. 9-4, el transistor Q1 trabaja como oscilador. El circuito es del tipo de bobina de reacción. Obsérvese que variando la tensión de colector de Q2 según una frecuencia de audio, esta variación de tensión se aplica al colector de Q1 a través del primario de Q1. Quiere decir que al variar la tensión de colector de Q1 según un ritmo de audio frecuencia, la señal de salida se modula en amplitud. Por lo tanto, la salida del circuito tanque consiste en una mezcla de ondas moduladas en amplitud y en frecuencia (véase la Fig. 9-3). Pero una vez que esta combinación de ondas ha pasado por el limitador, desaparece la componente de AM y la onda de salida sólo tiene modulación de frecuencia. Si bien la disposición indicada en la

Fig. 9-3 presenta la ventaja de su sencillez, tiene el inconveniente práctico de un corrimiento de frecuencia incontrolado. Por lo tanto, en la práctica se emplean disposiciones más complejas.

La Fig. 9-5 representa el diagrama en bloques de un oscilador modulado en frecuencia, con control de la frecuencia central. El oscilador de cristal proporciona la frecuencia de referencia. En un discriminador se compara la frecuencia del oscilador maestro con la del oscilador de cristal. Si el oscilador maestro tiende a desplazarse de la frecuencia central, el discriminador produce una tensión continua de salida, positiva o negativa. Esta tensión continua de control se aplica a un dispositivo de reactancia, que obliga al oscilador maestro a volver a la frecuencia de referencia. Obsérvese que la salida modulada en frecuencia del oscilador maestro puede compararse en el discriminador con la onda continua de salida del oscilador de

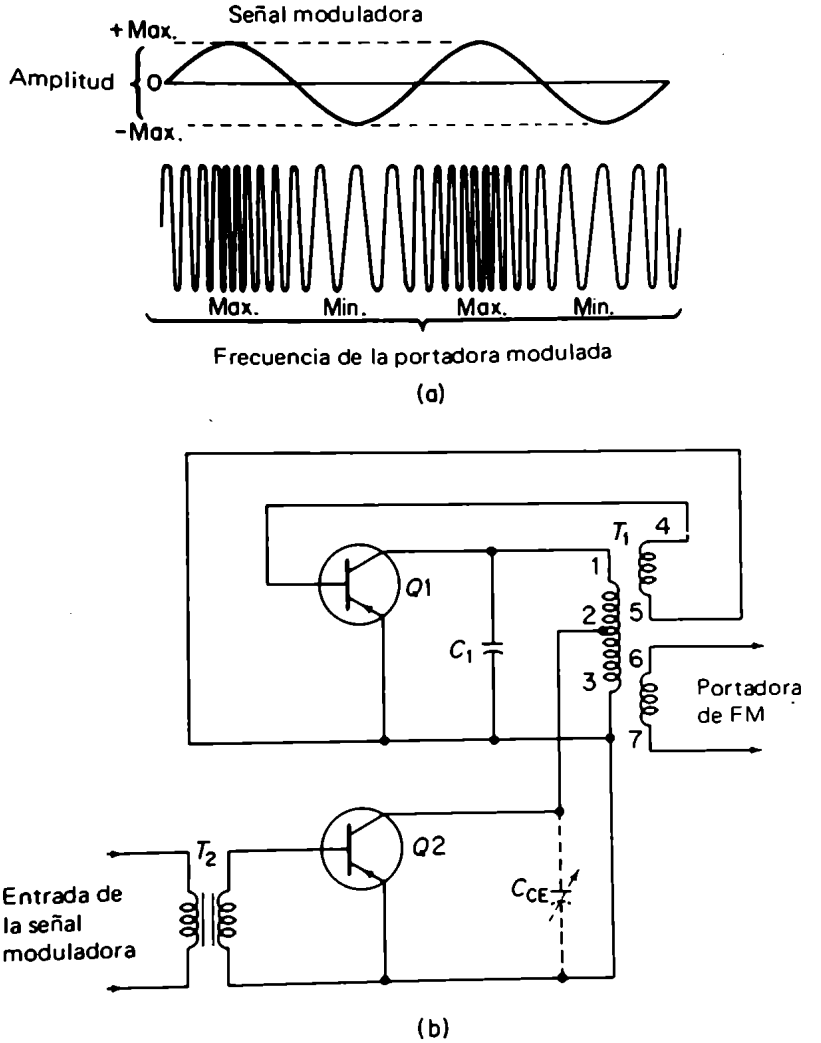


Fig. 9—4. Circuito de un oscilador modulado en frecuencia: (a) Ondas de audio y de radio frecuencia; (b) Circuito.

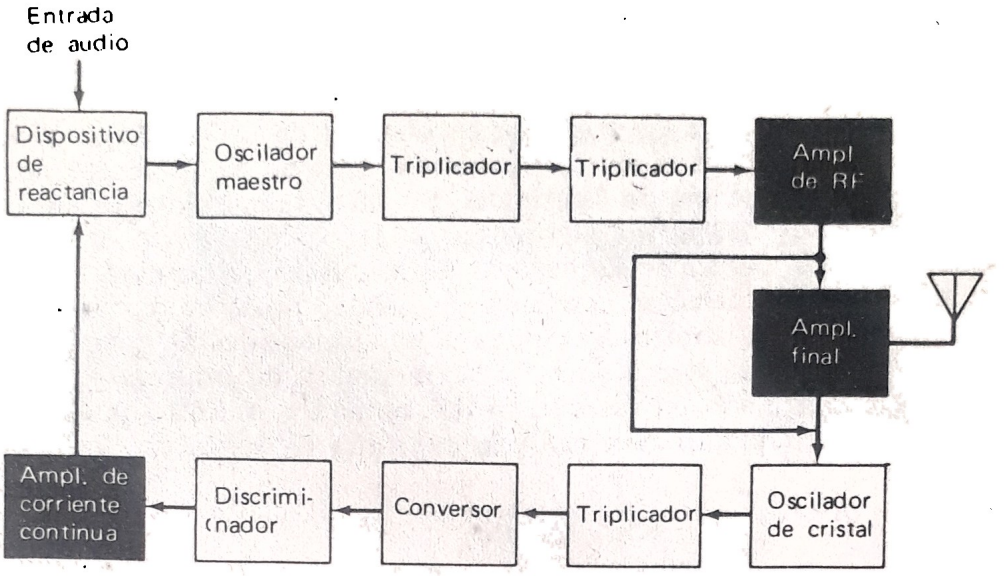


Fig. 9—5. **Oscilador modulado en frecuencia con control de la frecuencia central.**

cristal porque la salida del primero de los dos se desvía por igual a uno y otro lado de la frecuencia central. O sea, que la frecuencia media de la señal modulada en frecuencia es igual a la frecuencia central. Esta disposición proporciona una comprobación automática continua de la frecuencia central.

Puede observarse en la Fig. 9-5 que se multiplica luego la frecuencia del oscilador de cristal, heterodinándose posteriormente con una muestra de la frecuencia de salida del amplificador de RF en una etapa conversora. Se produce entonces una frecuencia diferencia, como ocurre en un receptor de FM. Esta frecuencia diferencia tiene normalmente el valor de 455 kHz, estando sintonizados a la misma, los circuitos del discriminador. Se deduce que la precisión del sistema es algo inferior a la del oscilador de cristal, debido a los circuitos sintonizados. En otras palabras, si experimenta un

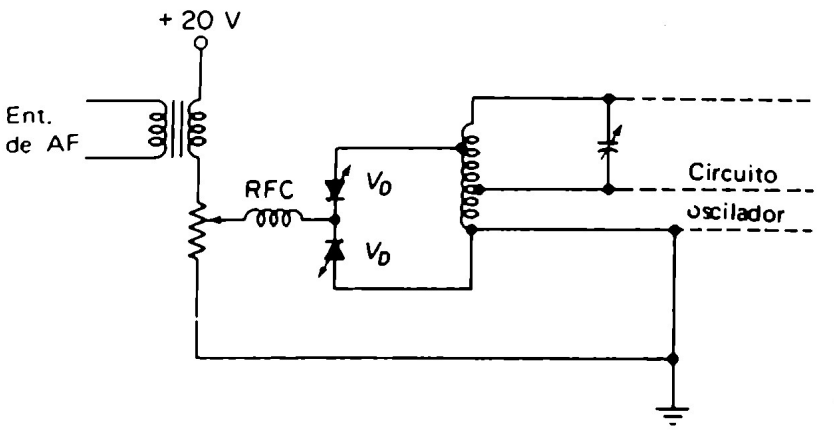


Fig. 9—6. **Disposición para modulación de frecuencia mediante varactores.**

corrimiento la frecuencia de resonancia del discriminador, este error se refleja en el funcionamiento del dispositivo de reactancia. Por lo tanto, el discriminador se proyecta para un máximo de estabilidad de frecuencia. Obsérvese también que incluso en el caso ideal, la corrección de la frecuencia del oscilador maestro no puede ser absoluta, porque la acción de corrección entraña la producción de una tensión de control para el dispositivo de reactancia. No obstante, es posible reducir a un mínimo el error derivado de dicha acción empleando un amplificador de corriente continua de alta ganancia.

En los equipos para comunicaciones bilaterales se emplean diferentes tipos de moduladores. En lugar de un transistor, puede utilizarse un par de diodos varactores, como se ve en la Fig. 9-6. Estos diodos, polarizados inversamente, están conectados en paralelo con el circuito tanque del oscilador. La tensión moduladora de audio frecuencia se aplica a los diodos de modo que la capacitancia de la juntura de cada uno de ellos varíe en cada instante en el mismo sentido. Por lo tanto, cuando la tensión de modulación tiene sentido positivo, disminuye la capacitancia de los varactores, siendo menor el valor de la capacitancia en paralelo con el circuito tanque; por lo tanto, aumenta la frecuencia del oscilador. Inversamente, cuando la tensión de modulación tiene sentido negativo, disminuye la frecuencia del oscilador. Una de las ventajas de la modulación mediante varactores es que está relativamente libre de modulación de amplitud. En la práctica, puede utilizarse directamente la salida del oscilador, evitándose la necesidad de la etapa limitadora.

Otra aplicación importante de los diodos varactores está en los circuitos multiplicadores de alto rendimiento. En la Fig. 9-7 puede verse el circuito fundamental de un duplicador y de un triplicador de frecuencia. Obsérvese que la frecuencia de entrada circula por el bucle de entrada del circuito multiplicador. A medida que la tensión de RF de entrada aumenta y

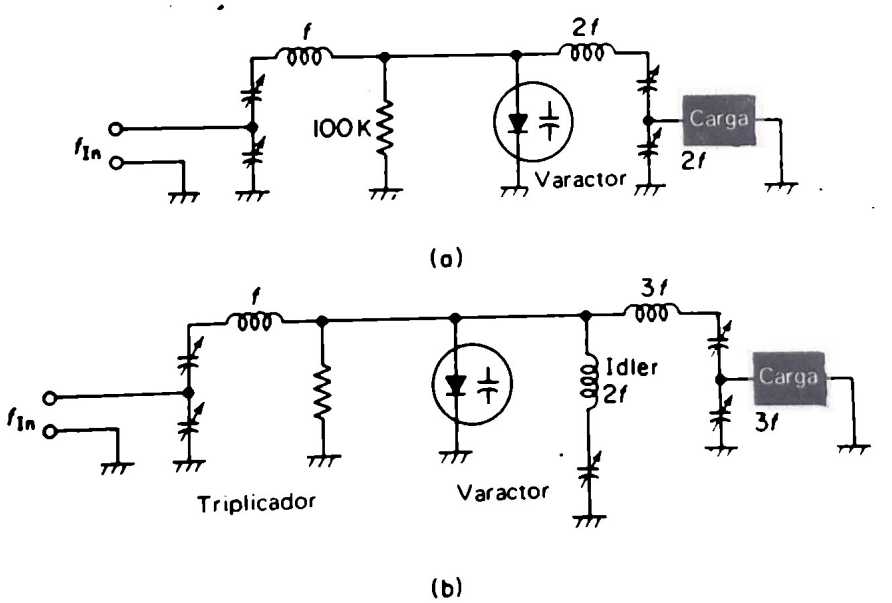


Fig. 9—7. Circuitos multiplicadores de frecuencia con semiconductores: (a) Doblador; (b) Triplicador.

disminuye, la capacitancia de la juntura de los diodos varactores disminuye y aumenta. Esta variación de capacitancia desplaza en más y en menos la frecuencia de resonancia del bucle, distorsionando la onda de salida. Se generan entonces armónicos, que capta el circuito sintonizado que hace de

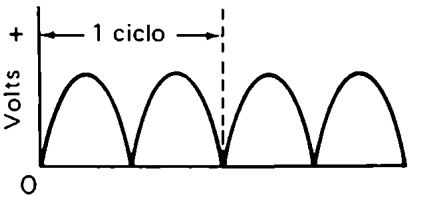


Fig. 9—8. La onda de salida de un rectificador de onda completa tiene solamente armónicos pares.

carga. Véase en la Fig. 9-7(b) que una etapa triplicadora requiere la inclusión de un circuito intermedio. Este circuito está sintonizado al segundo armónico, y trabaja como conformador de ondas. Se obtiene entonces una tensión de amplitud máxima para el tercer armónico, que se aplica al circuito sintonizado que constituye la carga. El rendimiento de un circuito triplicador puede superar el 75 % para un nivel de potencia de unos 20 wats. Refiriéndonos a la Fig. 9-5, utilizando dos triplicadores en serie, el rendimiento total es igual al producto de los rendimientos de cada etapa, resultando entonces de aproximadamente 56 % si cada una trabaja con un rendimiento del 75 %.

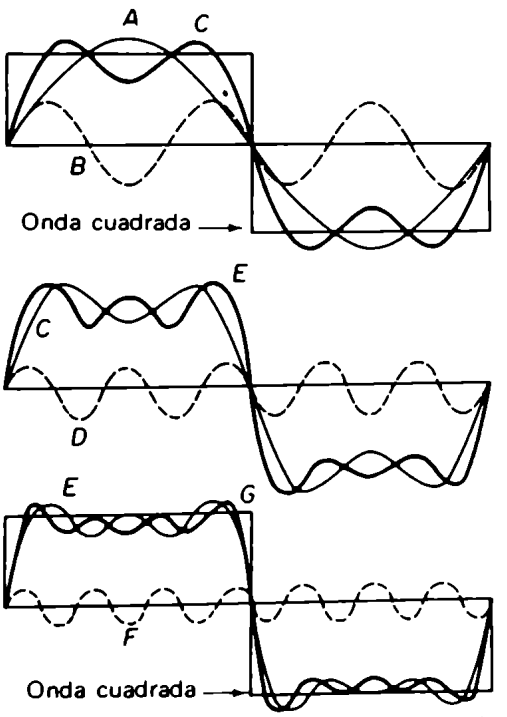
En el trabajo de los multiplicadores de frecuencia tiene importancia fundamental la forma de la onda. Poniendo como ejemplo una onda senoidal pura, ésta no tiene armónicos; pero la onda de salida de un rectificador de onda completa, como la representada en la Fig. 9-8, tiene solamente armónicos pares. Por lo tanto, esta onda sería adecuada para un doblador de frecuencia. En cambio, no habría salida si se aplicara a un triplicador. Una onda cuadrada tiene solamente armónicos impares, como se ve en la Fig. 9-9. Es adecuada, por lo tanto, para un triplicador de frecuencia. En cambio, produciría salida cero en un circuito doblador. Pero supongamos una onda en diente de sierra, como la dibujada en la Fig. 9-10. Esta onda tiene armónicos pares e impares, y producirá salida si se aplica a un doblador o a un triplicador de frecuencia.

Uno de los principios fundamentales del análisis de onda (análisis armónico) establece que las ondas simétricas con respecto al eje horizontal (como una onda cuadrada) tienen solamente armónicos impares. En cambio, las que no son simétricas con respecto a dicho eje, como las de salida de un rectificador de onda completa, tienen armónicos pares, pudiendo carecer de los impares. Las ondas como las que tienen forma de diente de sierra, cuya simetría con respecto al eje horizontal es como la imagen de un espejo, tienen armónicos pares e impares. Observemos que una onda de pulsos, como la representada en la Fig. 9-11, tiene armónicos impares solamente y es simétrica con respecto al eje horizontal. Podría también explicarse este hecho de la siguiente manera: Como que una onda

cuadrada contiene solamente armónicos impares, y un circuito diferenciador es un sistema lineal, la salida del mismo no podrá contener más que armónicos impares.

Para que trabaje una etapa multiplicadora de frecuencia, es necesario en primer lugar emplear una onda no senoidal que contenga los armónicos necesarios (generalmente, de frecuencia doble o triple de la entrada). En segundo lugar, para que el rendimiento sea elevado, la onda debe contener el armónico con una amplitud adecuada. Porque una onda compleja puede contener un tercer armónico muy intenso, mientras que otra podrá también contenerlo, pero con poco nivel. Citemos por ejemplo que una onda cuadrada tiene un tercer armónico cuya amplitud equivale a una tercera parte de la fundamental. En cambio, una onda triangular tiene un tercer armónico cuya amplitud es solamente la novena parte de la fundamental. En consecuencia, si hubiera que elegir entre una onda cuadrada y otra triangular que excitar una etapa triplicadora, deberíamos utilizar la onda cuadrada para obtener mejor rendimiento. Observemos también que si bien un pulso muy angosto tiene un armónico noveno casi tan intenso como el tercero, todos tienen poca amplitud en comparación con la onda fundamental. Por lo tanto, no se elegirá una onda de pulsos angostos para hacer trabajar una etapa triplicadora o multiplicadora por nueve.

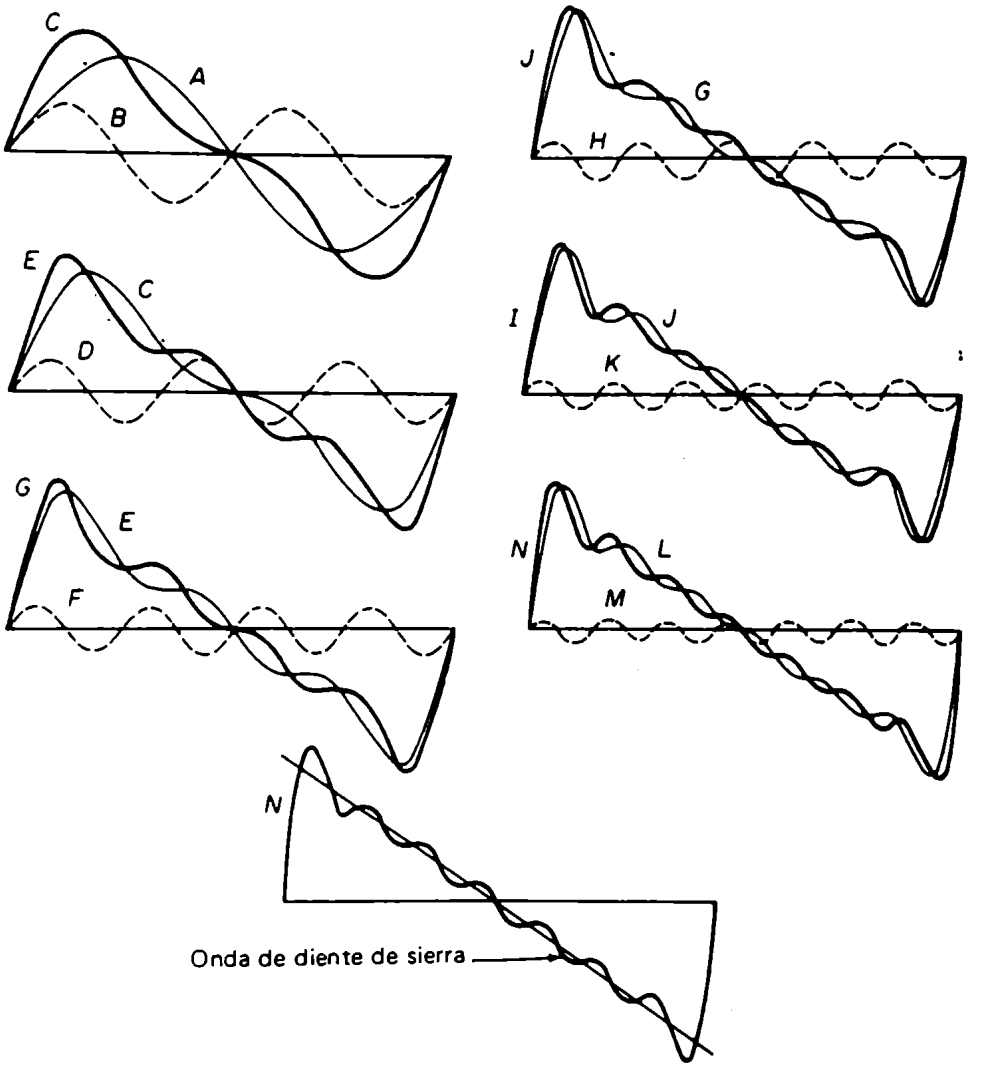
De los principios acabados de exponer se deduce que al utilizar un amplificador sobreexcitado o no lineal para la multiplicación de frecuencia, se necesitan circuitos diferentes para duplicar o triplicar. Por ejemplo,



A: Fundamental
B: 3er. armónico
C: Fundamental y 3er. armónico
D: 5o. armónico
E: Fundamental y armónicos 3o. y 5o.
F: 7o. armónico
G: Fundamental y armónicos 3o., 5o. y 7o.

Fig. 9—9. Una onda cuadrada tiene solamente armónicos impares.

disponiendo de una onda senoidal, y deseando frecuencia doble, no se podrá emplear una etapa amplificadora en contrafase, aún cuando se la sobreexcitara para recortar la onda de salida. La onda de salida de una etapa en contrafase es senoidal pura, o senoidal recortada, que se aproxima a una onda cuadrada. En ninguno de los dos casos contiene el segundo



LEYENDA

A: Fundamental
B: 2o. armónico
C: Fundamental y 2o. armónico
D: 3er. armónico
E: Fundamental y armónicos 2o. y 3o.
F: 4o. armónico
G: Fundamental y armónicos 2o., 3o. y 4o.
H: 5o. armónico
I: Fundamental y armónicos 2o., 3o. y 4o.
J: Fundamental y armónicos 2o., 3o. 4o. y 5o.
K: 6o. armónico
L: Fundamental y armónicos 2o., 3o. 4o., 5o. y 6o.
M: 7o. armónico
N: Fundamental y armónicos 2o., 3o., 4o., 5o., 6o. y 7o.

Fig. 9—10. Una onda en diente de sierra tiene armónicos pares e impares.

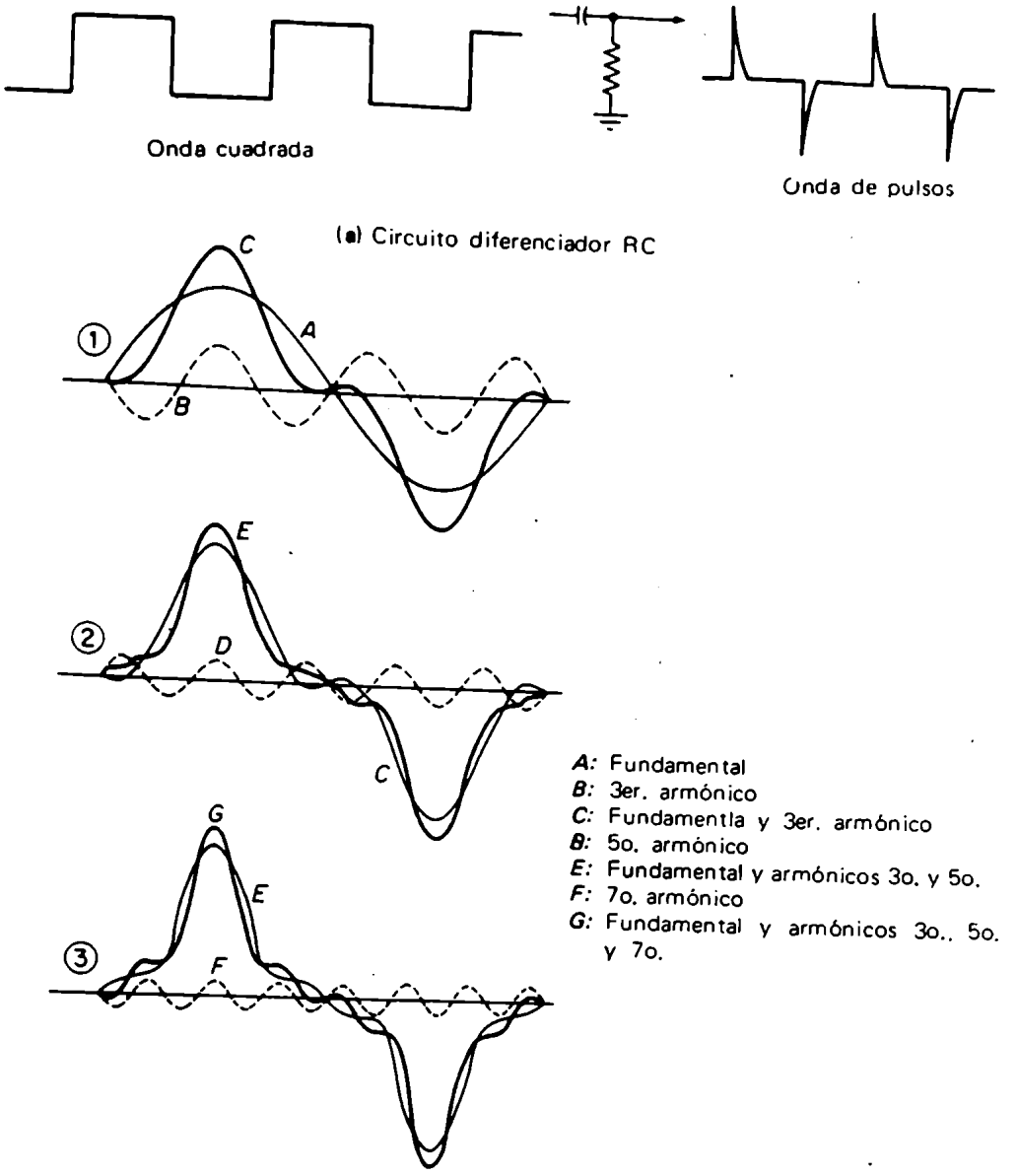


Fig. 9—11. Una onda de pulsos simétrica tiene solamente armónicos impares.

armónico. En cambio, una etapa sencilla trabajando en clase B produce una onda de salida asimétrica, con un segundo armónico bastante intenso. La etapa en contrafase sobreexcitada será adecuada cuando se necesite triplicar frecuencia.

9.3 Receptores para comunicaciones bilaterales

Los receptores para comunicaciones bilaterales por radio trabajan general-

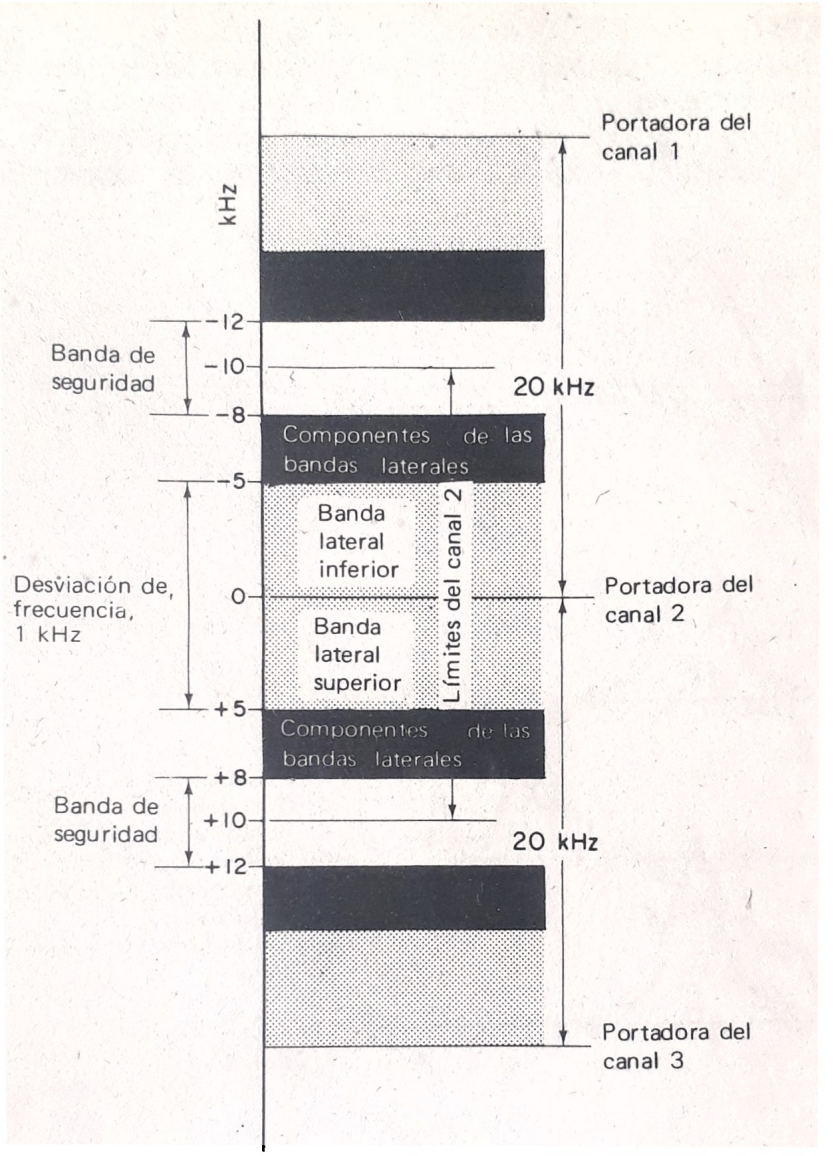


Fig. 9—12. Transmisión de la señal en un canal para comunicación bilateral por modulación de frecuencia de banda angosta.

mente con sintonía fija, sobre canales asignados al efecto, tal como hacen los equipos de banda ciudadana de que hablamos anteriormente. La banda inferior para el servicio móvil (30 a 50 MHz) emplea canales con separación de 20 kHz, con alguna excepción. La banda superior (450 a 470 MHz) para el mismo servicio móvil, banda UHF, tiene una separación entre canales de 25 kHz, también con alguna excepción. Se utiliza modulación de amplitud o de frecuencia, si bien prevalece esta última. Las señales de modulación de frecuencia de banda angosta ocupan aproximadamente un canal de 16 kHz. Por lo tanto, en la banda inferior hay bandas de seguridad de 2 kHz, como se ve en la Fig. 9-12. Se emplea una desviación de ±5 kHz, que da por resultado componentes de banda lateral

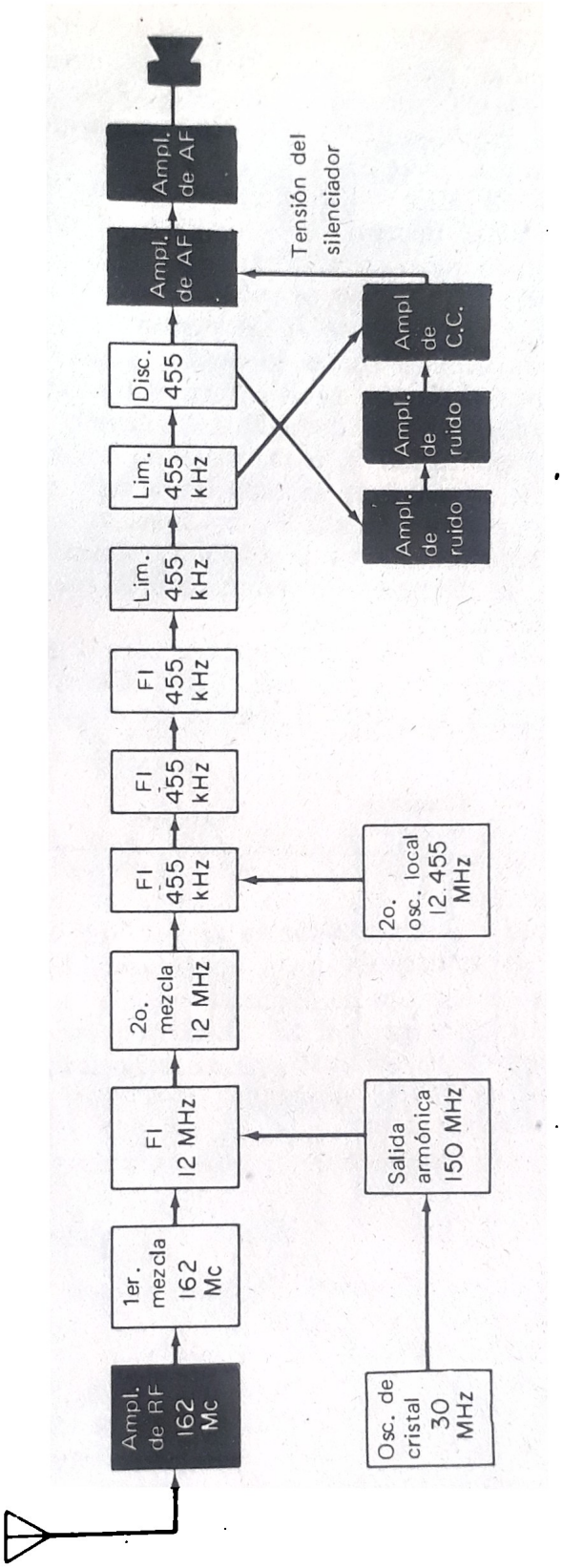


Fig. 9—13. Diagrama en bloques de un receptor para comunicaciones bilaterales por modulación de frecuencia.

de nivel apreciable dentro de un canal de 16 kHz. Las bandas de seguridad impiden que una señal muy intensa interfiera otra débil del canal adyacente a causa de una selectividad algo defectuosa del receptor.

La Fig. 9-13 representa el diagrama en bloques de un receptor de FM para comunicación bilateral. Emplea doble conversión, con frecuencias intermedias de 12 MHz y 455 kHz. Se obtiene de esta manera muy buen rechazo de la señal imagen. Este receptor emplea dos etapas limitadoras para el máximo rechazo de la modulación amplitud. El circuito silenciador suprime el ruido cuando no se recibe ninguna señal. En este receptor, la tensión de ruido actúa sobre el sistema silenciador. Quiere decirse que si bien se produce mucho ruido de salida cuando no hay señal de entrada, una señal aunque sea muy débil satura al limitador doble, suprimiendo en consecuencia toda tensión de ruido. Al mismo tiempo, el rectificador de ruido no produce salida y la sección de audio dejará pasar las señales demoduladas. Si la señal de entrada fuera muy débil, la sección limitadora podría no saturarse totalmente. En tal caso, la señal tendería a establecerse y cortarse a medida que su intensidad variara alrededor del umbral del silenciador. Si se disminuyera manualmente este umbral, se oiría la señal débil, pero afectada por el ruido.

En la Fig. 9-14 se ha representado otro tipo de circuito silenciador. Sobre éste actúa la tensión del CAG. Cuando hay señal de entrada, aumenta la tensión del CAG y cambia de estado el circuito disparador de

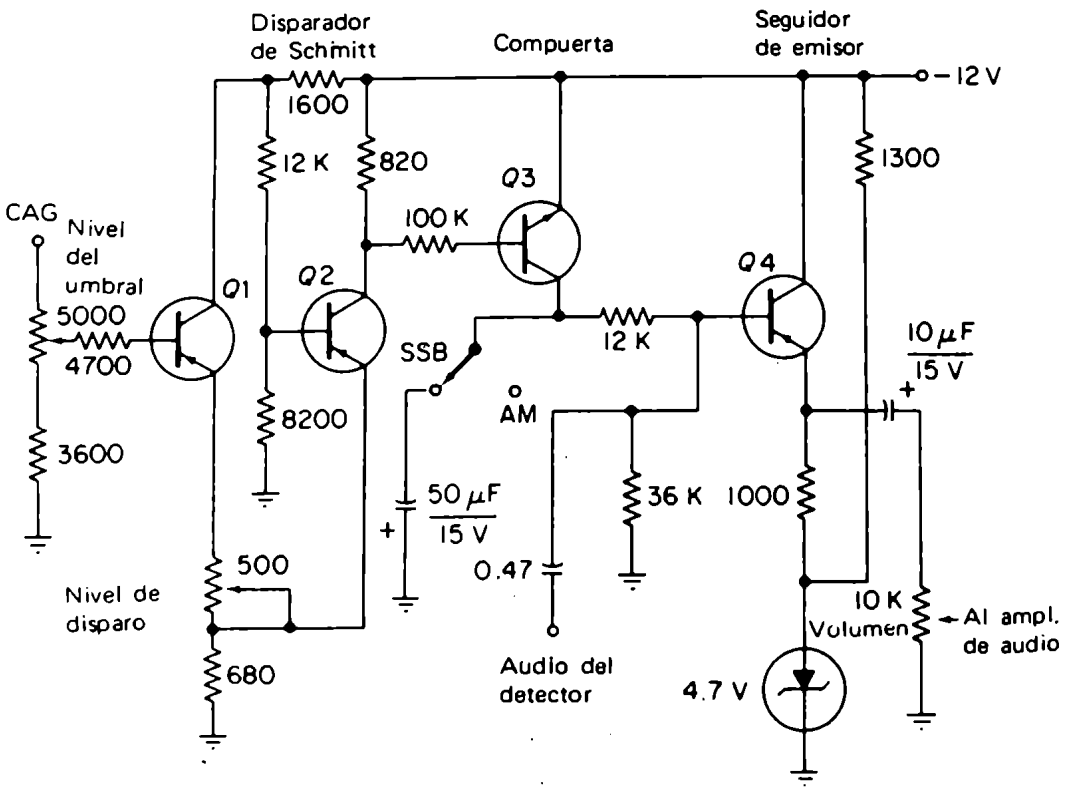


Fig. 9—14. Circuito silenciador gobernado por la tensión del CAG.

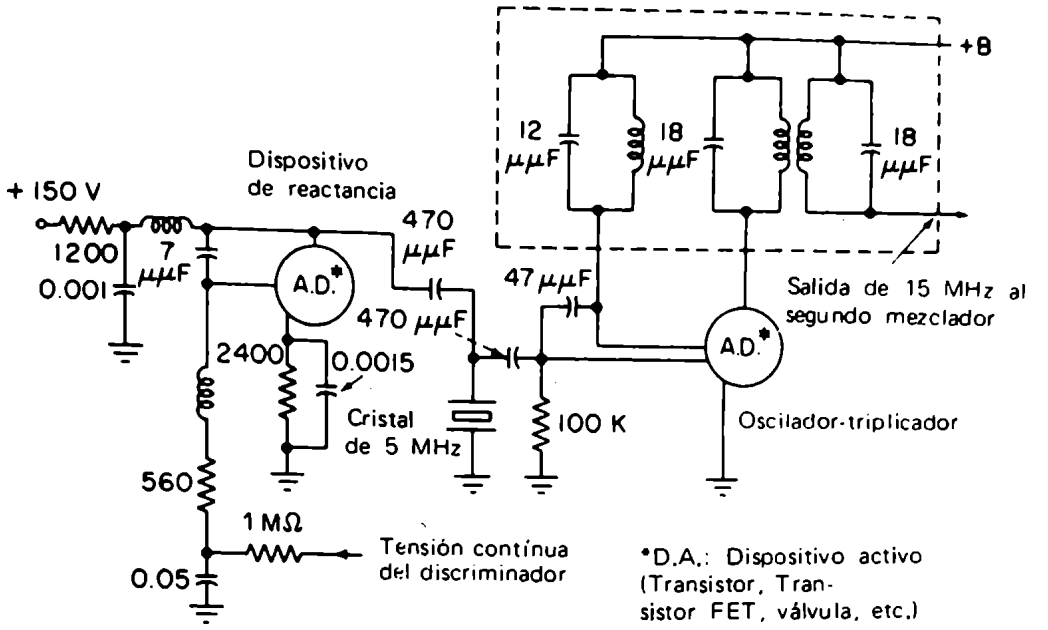


Fig. 9—15. Dispositivo de reactancia para control automático de frecuencia y oscilador triplicador.

Schmitt. A su vez, Q4, que previamente no conducía, se polariza para conducir y permite el paso de la señal de audio al amplificador. Finalizada la recepción, disminuye la tensión del CAG disparándose otra vez el circuito de Schmitt, que vuelve a su estado primitivo y bloquea a Q4. Este circuito silenciador está proyectado para receptores de modulación de amplitud; sin embargo, se emplea también en muchos receptores para FM, suprimiendo el conmutador para BLU. En las comunicaciones bilaterales se emplean señales de modulación de amplitud de doble banda lateral o de banda lateral única con portadora suprimida. En la recepción por BLU, se necesita un capacitor de retardo en el circuito silenciador para que el disparador de Schmitt no actúe durante las pausas breves entre palabras o frases de la conversación. Una señal de entrada de solamente 0,1 μV puede actuar sobre un circuito silenciador; el ajuste del umbral varía generalmente desde 0,1 a 0,4 μV.

Los receptores para comunicaciones bilaterales pueden tener control automático de frecuencia. En la Fig. 9-15 puede verse el circuito de un sistema de reactancia y triplicador del oscilador proyectado para la recepción en FM dentro de la región de 152 a 162 MHz. Emplea doble conversión, valiéndose del armónico número 27 del cristal para transformar la señal de entrada en señal de FI de 17 MHz. Además, se utiliza el tercer armónico del cristal para obtener, en la segunda etapa mezcladora, una segunda FI de 2 MHz. La tensión de control del dispositivo de reactancia se obtiene de la salida del discriminador; en consecuencia, la señal de FI de 2 MHz se mantiene en el centro de la curva de respuesta del

discriminador. No empleando control automático de frecuencia (CAF), el oscilador de cristal debe instalarse en una cámara de temperatura constante.

9.4 Mantenimiento y reparación de equipos para comunicaciones bilaterales

Como se indica en la Tabla 9-1, los transmisores de los sistemas de comunicación bilateral deben mantenerse dentro de tolerancias de frecuencia muy estrechas. Las mediciones relativas al comportamiento del transmisor comprenden la potencia de entrada del amplificador final, el tanto por ciento de modulación y la frecuencia de la portadora. En modulación de amplitud, los máximos instantáneos o picos deben estar dentro del 70 a

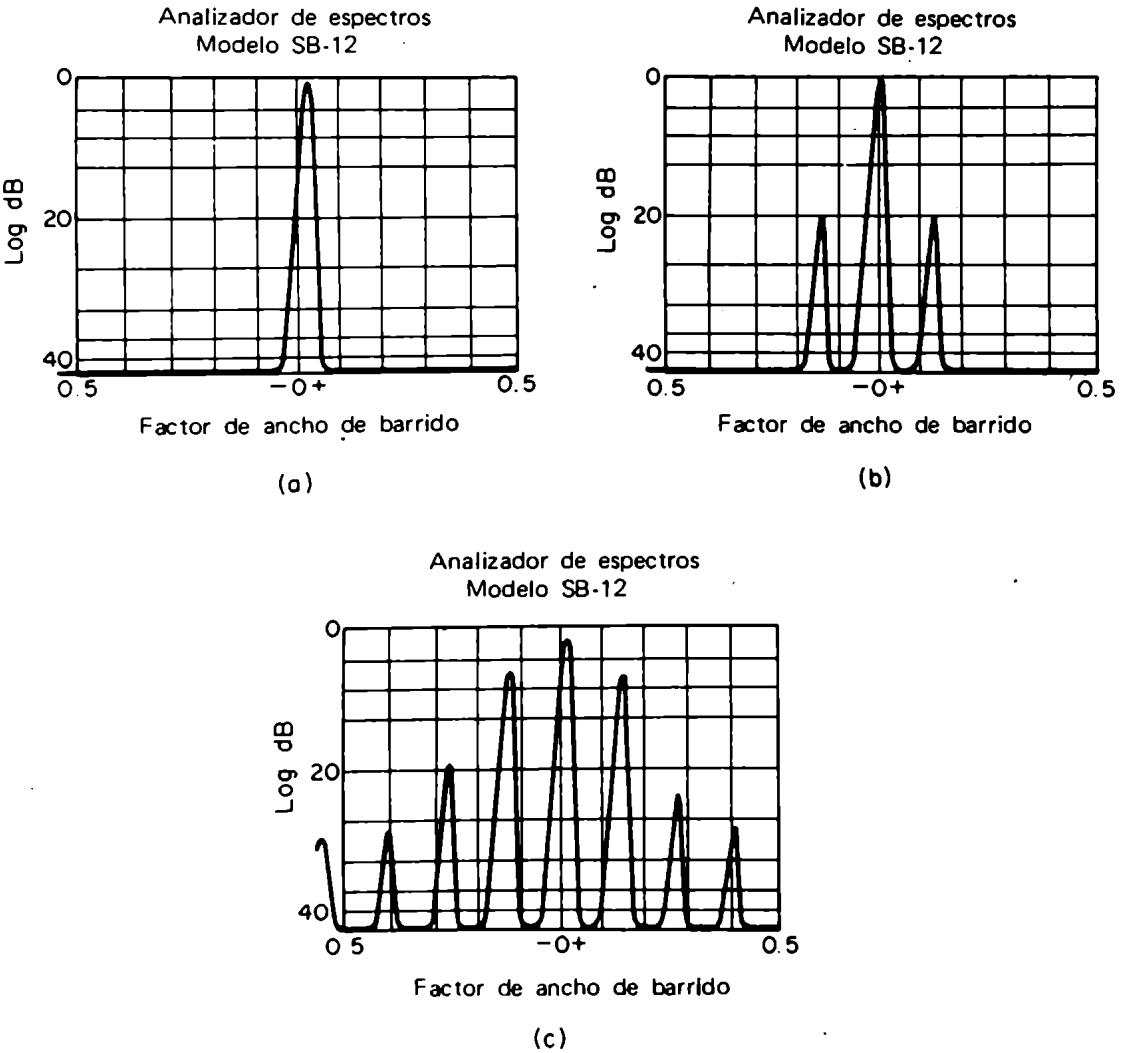


Fig. 9—16. Diagramas obtenidos en el analizador de espectros: (a) Portadora solamente; (b) Portadora con 20 % de modulación de amplitud; (c) Portadora sobremodulada.

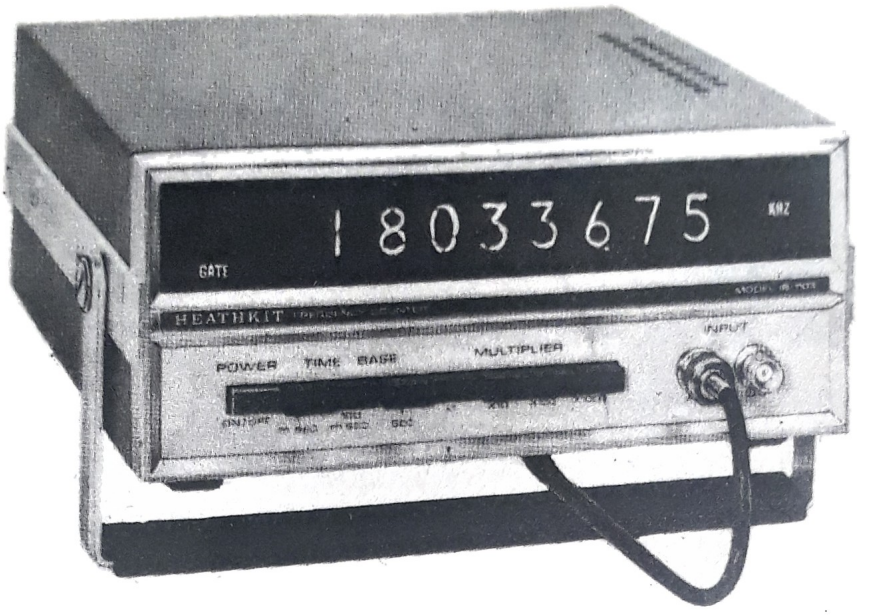


Fig. 9—17. Frecuencímetro digital. (*Gentileza de* Heathkit).

100 %, y los mínimos no han de superar el 100 %. En transmisión de FM, ha de haber una atenuación de 25 dB para las frecuencias que lleguen al doble del ancho de banda de los 20 kHz asignados, de 35 dB para las que alcancen dos veces y media aquel ancho y de 43 a 80 dB para las frecuencias más distantes. Para comprobar la distribución de las bandas laterales de los transmisores de AM o de FM se emplea el analizador de espectros. Este instrumento presenta la frecuencia y amplitud de la portadora y bandas laterales en la pantalla de un osciloscopio. En la Fig. 9-16 se han dibujado diagramas obtenidos en un analizador de espectros. Estas comprobaciones se hacen generalmente trabajando el transmisor con antena artificial, para no producir interferencias innecesarias. La antena artificial es en esencia un resistor cuyo valor de resistencia es igual a la impedancia de entrada de la antena y que puede disipar la energía de RF producida por el transmisor.

La frecuencia de la portadora se mide con precisión mediante un frecuencímetro digital, como el ilustrado en la Fig. 9-17. Proporciona directamente en su presentación numérica la frecuencia exacta que se mide. La potencia de RF se mide con el watímetro de radio frecuencia y una antena artificial como carga. Muchas veces el watímetro está combinado con un medidor de ROET, para comprobar la adaptación del transmisor a la antena. Además de los instrumentos especiales para este servicio, el técnico necesita también los de uso corriente, tales como el voltímetro de válvulas o transistorizado y un osciloscopio, preferiblemente de laboratorio, de barrido disparado, generador de señales de AM y FM y un buen oscilador de audio frecuencia. Los generadores de señales han de ser exactos y mantendrán su estabilidad a pesar de las variaciones de la carga.

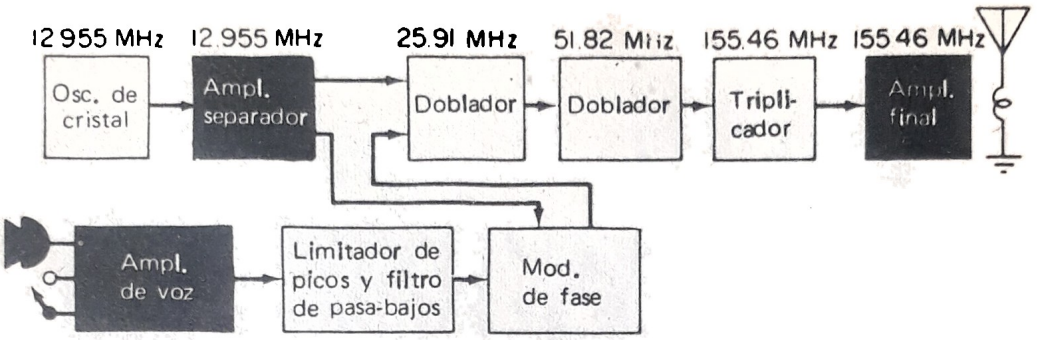


Fig. 9—18. Diagrama en bloques de un transmisor para modulación de fase (modulación indirecta de frecuencia).

La frecuencia de salida no ha de variar apreciablemente cualquiera que sea la posición del atenuador ni tampoco cuando el instrumento se conecta a cargas de baja o alta impedancia.

Veamos el procedimiento de comprobación de un transmisor para servicio móvil, como el representado en bloques en la Fig. 9-18. Este es un ejemplo de transmisor con modulación de fase; se llama también modulación de frecuencia indirecta. La modulación de fase es análoga, en muchos aspectos, a la modulación de frecuencia y el resultado es exactamente el mismo. Los transmisores que emplean modulación de fase son más elaborados que los de modulación de frecuencia; pero aquélla tiene la ventaja de la excelente estabilidad de la frecuencia central, puesto que no se modula el oscilador maestro. Obsérvese en la Fig. 9-18 que la modulación de fase se aplica entre el amplificador separador y el primer doblador. El procedimiento de sintonización de un transmisor con modulación de fase es esencialmente el mismo que para modulación de frecuencia. Se supone, en el procedimiento que sigue, que existe medio para determinar la corriente de base y de emisor de cada etapa.

A menos que el transmisor esté provisto de algún sistema de protección, como se explicó en el capítulo anterior, debe insertarse una clavija abierta en el jack del emisor del amplificador final para impedir posibles averías del transistor de potencia durante la sintonización. Se conecta en serie con el circuito de base del transistor de la etapa separadora, un miliamperímetro para corriente continua, poniéndose en funcionamiento el transmisor. Ha de circular corriente de base, ajustándose la sintonía de la etapa para lectura máxima. Si no hay corriente de base, existirá algún defecto en la etapa osciladora o en la separadora. Si la intensidad de corriente de base es normal, compruébese la corriente de emisor del transistor de la etapa separadora. Ajústese la sintonía del circuito tanque de la etapa hasta obtener la mínima lectura en el miliamperímetro. Si no hay corriente de emisor, o si no desciende en algún lugar de la sintonía del tanque del colector, hay que pensar en algún defecto en el circuito de salida de la etapa separadora.

Conviene ahora comprobar la frecuencia, mediante el frecuencímetro digital. No disponiendo de este instrumento, puede emplearse un buen frecuencímetro heterodino. Si la frecuencia de trabajo está fuera de la

tolerancia (véase la Tabla 9-1), el oscilador de cristal no trabaja correctamente o hay alguna oscilación parásita que debe suprimirse. Si las comprobaciones de la etapa separadora han dado buenos resultados, procédase a medir las corrientes máxima de base y mínima de colector que cada una de las etapas dobladoras y triplicadora, repitiendo lo que se hizo con la etapa separadora. En estas comprobaciones se localizarán los defectos que pudieran existir en las etapas bajo prueba. Luego, para sintonizar el amplificador final, retírese la clavija abierta del circuito de emisor y obsérvese si son normales los valores de la corriente de base y de emisor. No circulando corriente excesiva, procédase a sintonizar el amplificador final. Conviene hacerlo mediante antena artificial, para impedir interferencias innecesarias.

Para sintonizar el amplificador final con el máximo de eficacia, disminúyase algo el acoplamiento de antena del tanque final. Procúrese la máxima corriente de base del amplificador final retocando la sintonía del tanque de la etapa triplicadora. Téngase en cuenta que la corriente de base insuficiente disminuye la potencia de salida; los circuitos tanque mal sintonizados distorsionan las bandas laterales. Si la corriente de excitación de base es normal, búsquese la mínima corriente de emisor sintonizando cuidadosamente el tanque final. En el punto de mínima lectura, la corriente tendrá que ser inferior a la corriente nominal de trabajo del transistor. Sustitúyase la antena artificial por la del equipo; la corriente será practicamente la misma. Si hay medios para sintonizar la antena, ajústese la frecuencia de resonancia para máxima corriente de emisor de la etapa final. Esta corriente deberá ser todavía menor que la corriente nominal de trabajo del transistor. Para alcanzar este valor, auméntese lentamente el acoplamiento de la bobina de antena, reajustando la sintonía

TABLA 9–1

TOLERANCIAS PERMITIDAS EN LAS FRECUENCIAS DE LAS COMUNICACIONES BILATERALES

		Estaciones móviles	
Límites de frecuencia MHz	Estaciones fijas y de base, tanto por ciento	Más de 3 W tanto por ciento	3 W o menos tanto por ciento
Inferior a 25	0.01	0.01	0.02
de 25 a 50	0.002	0.002	0.005
de 50 a 1000	0.0005	0.0005	0.005
Superior a 1000	...*	...*	...*

*Se especificará en la autorización

del tanque final para mínima corriente de emisor. No se exceda la corriente nominal del transistor. Ahora puede medirse, con un instrumento adecuado, la intensidad del campo en las inmediaciones de la antena.

La potencia de entrada de la etapa final es igual al producto de la tensión de colector por la corriente del mismo electrodo. Cuando la corriente no alcanza o pasa del valor normal, si no puede obtenerse la potencia adecuada de entrada o al señalarse interferencias, puede estarse en presencia de oscilaciones parásitas. Para comprobar si el amplificador final está oscilando, suprímase la salida del triplicador abriendo el circuito de emisor, con lo cual el transistor final no tendrá excitación. Póngase en funcionamiento el transmisor y obsérvese si hay corriente de base en el transistor final. Cualquiera que sea la que entonces circule, se debe a auto-oscilación, indicando que hay algún componente defectuoso o que falta neutralización. Si la prueba ha resultado satisfactoria, se comprueba después la desviación en la portadora. Para esta medición se necesita un medidor de desviación calibrado. Hablando normalmente frente al micrófono, la desviación no ha de ser superior a ±5 kHz, en el caso que nos ocupa. Aún silbando con fuerza, la desviación no ha de ser mayor, siempre que el limitador de audio y la sección amplificadora de audio frecuencia trabajen normalmente. Hablando en voz baja, la desviación disminuye unos ±3 Hz. La comprobación final de la frecuencia de trabajo se realiza luego mediante el frecuencímetro digital o el heterodino.

Los receptores de los equipos para comunicación bilateral acostumbran a funcionar satisfactoriamente con señales de entrada del orden de 1 μV, tanto en AM como en FM. Pero si el nivel del ruido es igual o superior a la señal que llega, la recepción será mala o imposible. El técnico tiene que enfrentarse muchas veces a inconvenientes producidos por el ruido. En las estaciones fijas se mejoran a veces las condiciones poniendo a tierra los gabinetes de los equipos mediante un conductor de poca longitud conectado a la instalación de agua corriente. Otras veces, el ruido llega a través de la línea de alimentación de energía eléctrica. En este caso, puede convenir conectar capacitores de paso a tierra de 0,005 μF. Cuando hay mucho ruido, la situación puede mejorar conectando además en serie con la línea bobinas de choque de RF, para aumentar el desacoplamiento. También es eficaz blindar los conductores de energía eléctrica, conectando a masa la malla de blindaje. Habiendo interruptores que producen ruido, se pondrán capacitores en paralelo con sus contactos. La máxima supresión de los campos eléctricos productores de ruido se obtiene encerrando dentro de una pantalla metálica de blindaje conectada a tierra los equipos de la estación. Indudablemente, el procedimiento no dará ningún resultado contra los ruidos que se reciban a través de la antena.

Los equipos móviles están sujetos a las interferencias producidas por el sistema de encendido de los vehículos. Nada puede hacerse contra el que proviene de los demás, pero hay medios para disminuir el provocado por el vehículo en el que está instalado el equipo. Deben colocarse supresores en las bujías y también cables especiales para las mismas. Todas las conexiones del sistema de alta tensión han de estar firmes, para que no se produzcan chispas en los puntos de contacto. Puede ser necesario conectar un capacitor de paso entre el primario de la bobina de encendido y masa; el valor de este capacitor es generalmente de 0,01 μF. Los sistemas de encendido con transistores producen más ruido que los comunes, necesi-

tándose capacitores de paso del tipo para alta frecuencia, manteniendo cortas las conexiones. El generador de corriente continua es capaz de producir mucho ruido, que puede disminuirse conectando un capacitor de paso de 0,1 μF a 1 μF entre el borne del inducido y masa. Las bobinas de campo no necesitan capacitor. También conviene conectar capacitores de paso a masa de 0,5 μF entre los bornes de la batería y del regulador de tensión. Los alternadores no producen ningún ruido.

Los instrumentos eléctricos del tablero también pueden producir ruido, que se disminuye o suprime mediante capacitores de paso conectados a sus bornes. Los neumáticos con cámara pueden también producir ruido, que se disminuye rociando con polvo anti-estático el interior del neumático. La electricidad estática debida al rozamiento de las ruedas se suprime instalando contactos deslizantes entre los cubos de las ruedas y sus ejes. Todos los elementos del chasis harán buen contacto eléctrico entre sí, para lo cual se empleará cable donde sea necesario. El capot, los guardabarros, faros, y otros accesorios también pueden necesitar conexión eléctrica a masa. Los cables blindados que atraviesan el tabique cortafuego también se conectarán a masa en el lugar donde entran. Téngase en cuenta que incluso los objetos metálicos que se transporten en el vehículo pueden producir ruidos si hacen contacto accidental con la estructura metálica.

Equipos de Radio para la Navegación

10.1 Consideraciones generales

En los últimos años los equipos de radio para la navegación han experimentado considerables perfeccionamientos. La Unión Internacional de Telecomunicaciones ha dispuesto que todos los transmisores radio telefónicos de la parte de alta frecuencia del espectro deben abandonar el sistema de dos bandas laterales, para transmitir con banda lateral única y portadora suprimida. Desde enero de 1974 no se autoriza a los buques a emplear la banda de 4 a 23 MHz. Tampoco se permiten equipos de dos bandas laterales para las frecuencias marítimas o costeras de 2 a 3 MHz. Se exceptúa la frecuencia internacional de llamada y socorro de 2,182 MHz. Para las comunicaciones entre los buques y las estaciones costeras, se ha ampliado el plazo para la conversión de los equipos de doble banda lateral a BLU, en la frecuencia de 2,738 MHz. El transmisor radiotelegráfico principal a bordo de un buque debe poder suministrar por lo menos 160 wats de potencia de RF manipulada, y 200 wats de RF manipulada interrumpida a la antena principal. La onda continua interrumpida se refiere a la modulación de la portadora; se emplea generalmente como onda moduladora, una senoidal, de 1 kHz. Para la llamada de socorro (SOS) se emplean frecuencias moduladoras de 450 a 1250 Hz, con un tanto por ciento de modulación de 70 a 100 %. Se exige onda continua modulada para que la llamada pueda ser recibida por cualquier clase de equipo receptor.

La frecuencia internacional de llamada y socorro es de 500 kHz, y la de radiogoniometría es de 410 kHz; el transmisor principal de a bordo debe también tener frecuencias de trabajo de 410 y 500 kHz. El receptor del buque ha de poder sintonizar las frecuencias de socorro y llamada y las de trabajo adyacentes. Se necesitan dos bandas, de 405 kHz a 515 kHz y de 100 kHz a 200 kHz; la sensibilidad del receptor ha de ser como mínimo de 50 μV. Los receptores de baja frecuencia son de construcción común. Por ejemplo, tienen una o dos etapas de RF seguidas por un detector regenerativo y dos etapas de amplificación de audio frecuencia. La utilización del receptor generativo permite la recepción de señales radiote-

legráficas. Se emplean mucho los receptores superheterodinos, que pueden ser de conversión sencilla o de doble conversión.

Los receptores para el servicio marítimo necesitan etapas amplificadoras de RF para reducir al mínimo la radiación producida por el detector regenerativo o por el oscilador local del receptor superheterodino. Los reglamentos de muchos países exigen que la radiación del receptor sea inferior a 400 picowats en todas las frecuencias inferiores a 30 MHz. Los receptores para el servicio a bordo de los buques tienen un margen de sintonía de 15 a 450 kHz, y pueden trabajar con baterías o con la alimentación de 117 volts de a bordo. Para las transmisiones de baja frecuencia se emplean antenas de un cuarto de longitud de onda; en las comunicaciones por onda corta (alta frecuencia), la antena principal trabaja con varias longitudes de onda, alimentada por el extremo. Se la sintoniza para obtener la máxima tensión de RF en el extremo libre. Para la recepción de onda corta puede emplearse una antena dipolo. La antena principal acostumbra tenderse entre el mástil de proa y el principal, con la bajada conectada al extremo correspondiente a este último mástil.

Según el porte de los buques, la reglamentación exige equipos de radio de emergencia. Este equipo está provisto con fuente de alimentación de emergencia y antena. Debe poder trabajar con las frecuencias de 500, 410 kHz y una frecuencia de trabajo comprendida entre 415 y 490 kHz. El transmisor debe suministrar un mínimo de 25 wats de potencia de RF a la antena principal, cuando se alimenta con la fuente de emergencia. Se emplea onda continua interrumpida, con una frecuencia moduladora comprendida entre 300 y 1250 Hz y una modulación de 70 a 100 %. El transmisor de emergencia está formado por un oscilador maestro y un amplificador de potencia. El receptor de emergencia es en esencia como el principal, aunque basta que el margen de sintonía alcance solamente de 405 a 515 kHz. Las baterías o fuente de alimentación equivalente ha de poder suministrar energía suficiente para seis horas de trabajo, por lo menos. El equipo de emergencia a que nos hemos referido es el que se utiliza a bordo del buque; el equipo que pueden llevar los botes salvavidas tiene características diferentes.

Una de las formas de equipo para botes salvavidas consiste en un transmisor radiotelegráfico portátil, que ha de proporcionar no menos de 2 wats de potencia de RF en forma de onda continua interrumpida a la frecuencia de 500 kHz, y 4 wats a 8,364 MHz, a la antena propia del equipo, que tiene conexión a la masa del bote. Este transmisor se manipula a mano, aunque algunos tienen manipulador automático para emitir la señal SOS y el distintivo de llamada del buque. Estos equipos se alimentan mediante un generador accionado manualmente, y están provistos de una manivela que hace girar a unas 70 revoluciones por minuto. El receptor tiene sintonía fija en la banda de baja frecuencia y emplea circuitos con sintonía suficientemente ancha para recibir señales entre 492 y 508 kHz. Además puede sintonizarse entre 8,266 y 8,745 MHz, y debe poder recibir onda continua pura y onda continua interrumpida.

Las características de los equipos que no son portátiles y se instalan a bordo de algún bote salvavidas son algo diferentes. El transmisor debe ser de 30 wats de salida, a 500 kHz y 40 wats a la frecuencia de 8,364 MHz.

Una disposición común de esta clase de transmisores comprende un oscilador de cristal de 500 kHz, otro de 8,364 MHz, un amplificador de salida de RF y una etapa osciladora de audio para producir la señal telegráfica modulada. Debe alimentarse mediante baterías de 6 o 12 volts, con suficiente capacidad para seis horas de trabajo. El transmisor se opera manualmente, pudiendo tener también manipulador automático para la señal de socorro y distintivo de llamada. El receptor tiene generalmente dos etapas de amplificación de RF para 500 kHz, detector y una etapa amplificadora de audio frecuencia. Mediante un oscilador de batido se pueden recibir señales radiotelegráficas. Para recibir la banda de 8,2 a 8,8 MHz, el mismo receptor, mediante un conmutador múltiple, modifica su circuito pasando la primera etapa a trabajar como conversor autodino, siguiendo una etapa amplificadora a la FI de 500 kHz, un detector y una etapa amplificadora de audio frecuencia. El oscilador de batido permite la recepción radiotelegráfica.

El servicio radiotelefónico costero trabaja en la banda de 2,0 a 3,5 MHz con una potencia de salida de 20 a 100 kW. Para la navegación en los ríos, se utiliza la banda de 2,0 a 9,0 MHz, con potencias de RF de 50 a 150 wats. Los transmisores radiotelefónicos a bordo de los buques trabajan en la banda de 2,0 a 22 MHz, con potencias de RF de 85 a 1000 wats. Un transmisor común de 85 wats acostumbra emplear un oscilador de cristal, etapa separadora y amplificador final de potencia. El amplificador de audio tiene circuito de recorte y de filtro, para impedir la posibilidad de sobremodulación y limitar el ancho de las bandas laterales. En este caso, se emplean estas dos. El receptor de superheterodino, con amplificador de RF, limitador de ruidos y silenciador, de construcción parecida a la empleada en los receptores para comunicaciones bilaterales. Los sistemas radiotelefónicos más modernos hacen uso de banda lateral única con portadora reducida o suprimida.

Durante el día, las frecuencias de la banda de 405 a 515 kHz permiten buenas comunicaciones hasta algunos cientos de kilómetros con un transmisor de 200 wats. Después de la puesta del sol, el alcance aumenta hasta 2500 kilómetros o más. Los estáticos atmosféricos pueden ser molestos en esta banda de frecuencias, ofreciendo generalmente mejores condiciones para la comunicación a larga distancia las bandas entre 4 y 24 MHz. Los transmisores para el servicio marítimo de ondas cortas tienen potencias de salida de RF de 200 a 500 wats; los grandes buques de pasajeros trabajan muchas veces con potencias de RF de 8 kW. En las comunicaciones se emplea radiotelegrafía; se puede elegir entre unas doce frecuencias, controladas por cristal. Los transmisores constan de una etapa osciladora, tres etapas separadoras y la amplificadora de potencia. Los receptores para onda corta sintonizan desde 2 hasta 24 MHz o más y pueden hacerlo también en la banda de 100 a 500 kHz. Son receptores superheterodinos; si emplean doble conversión, la primera FI está en la región de 1 a 2 MHz, y la segunda, entre 50 y 70 kHz. El paso de banda de la FI es de 0,1 a 1,5 kHz; los canales son angostos, para tener adecuada separación con las estaciones contiguas de alta frecuencia.

10.2 Transmisores de banda lateral única para servicios marítimos

La transmisión por banda lateral única puede ir acompañada por la portadora, o puede haberse suprimido, como representa la Fig. 10-1. En este ejemplo, se suprime la banda lateral inferior. También podría haberse suprimido la banda lateral superior, como representa la Fig. 10-2. Es evidente que utilizando uno de los sistemas de una sola banda lateral puede duplicarse el número de canales de comunicación, en comparación

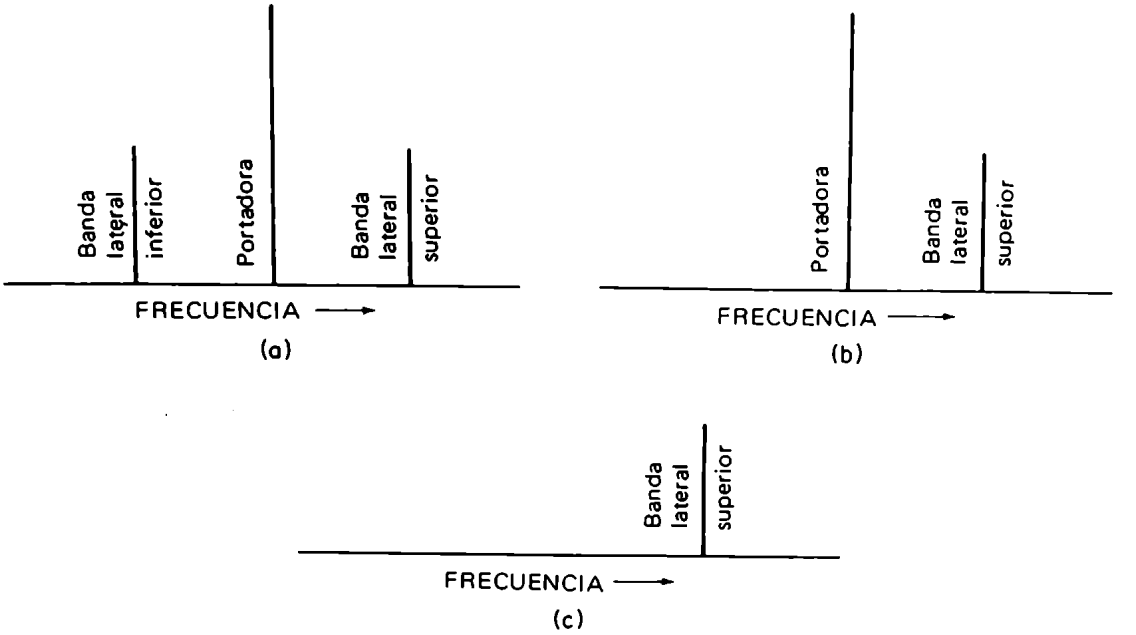


Fig. 10—1. Ejemplo de portadora y banda lateral suprimida: (a) Espectro de frecuencias con las dos bandas laterales; (b) Una banda lateral y la portadora; (c) Una banda lateral, y portadora suprimida.

con los sistemas de doble banda lateral. Esta es una de las ventajas de la transmisión por BLU. Otra ventaja es la mayor distancia que puede alcanzarse, a igualdad de potencia de RF. Estando la información contenida en una de las bandas laterales, suprimiendo la portadora toda la potencia empleada sirve para transmitir la información. La portadora no contiene información alguna; solamente tiene por objeto producir frecuencias de batido con la señal de la banda lateral. En consecuencia, la portadora puede suprimirse en el transmisor y reinsertarla en el receptor.

Aún tiene otra ventaja la transmisión por BLU, y es la disminución del ruido. Las perturbaciones que acompañan a la señal que se recibe aumentan con el ancho de banda del receptor. Según ésto, en la recepción por BLU el ruido será la mitad que empleando las dos bandas laterales. Al mejorar la relación señal-ruido, hay más posibilidad de recibir señales débiles. Observemos que no siempre se suprime completamente la portadora en las transmisiones por BLU. Como puede verse en la Fig. 10-3, es posible dejar una portadora piloto, de bajo nivel. En algunos sistemas BLU se utiliza esta portadora piloto para controlar la frecuencia del oscilador

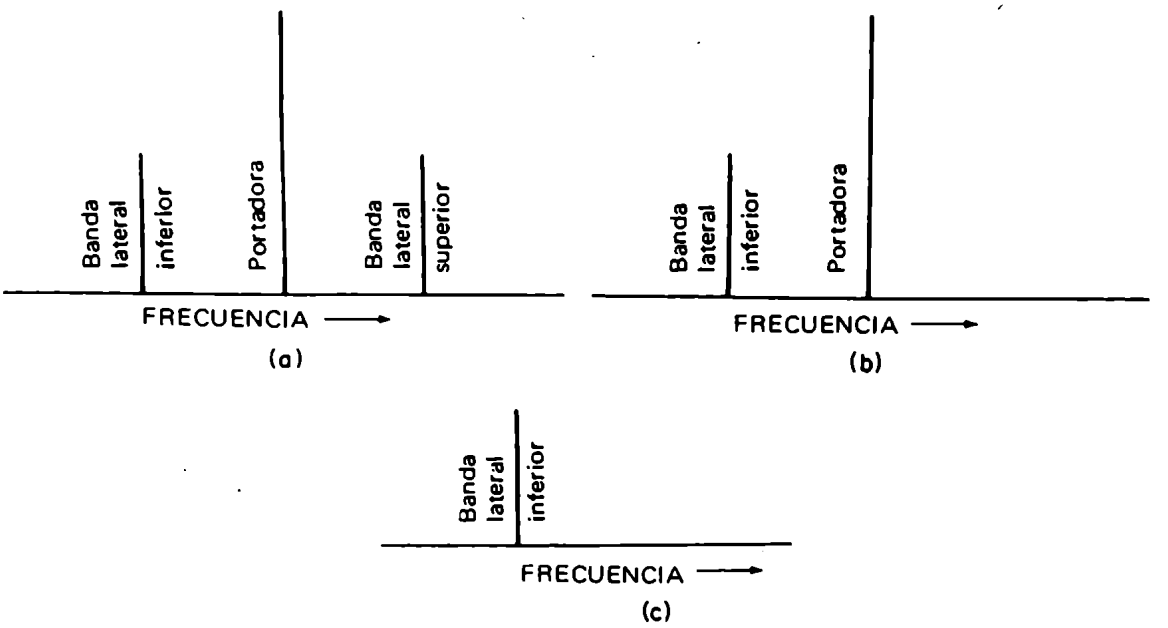


Fig. 10—2. Otro ejemplo de supresión de la portadora y una banda lateral: (a) Espectro de frecuencias con las dos bandas laterales; (b) Banda lateral inferior y portadora; (c) Banda lateral inferior y portadora suprimida.

del receptor. Conviene tener en cuenta que también puede suprimirse la portadora en una transmisión con las dos bandas laterales, caso representado en la Fig. 10-4. Si bien este sistema no economiza espacio en el espectro de frecuencias, tiene la ventaja de emplear toda la potencia de RF en las bandas laterales, que contienen la información. El inconveniente práctico de suprimir la portadora en una transmisión con las bandas laterales es la dificultad de insertar la portadora en el receptor. En comparación, la tolerancia es mucho más amplia para la reinserción cuando se emplea una sola banda lateral.

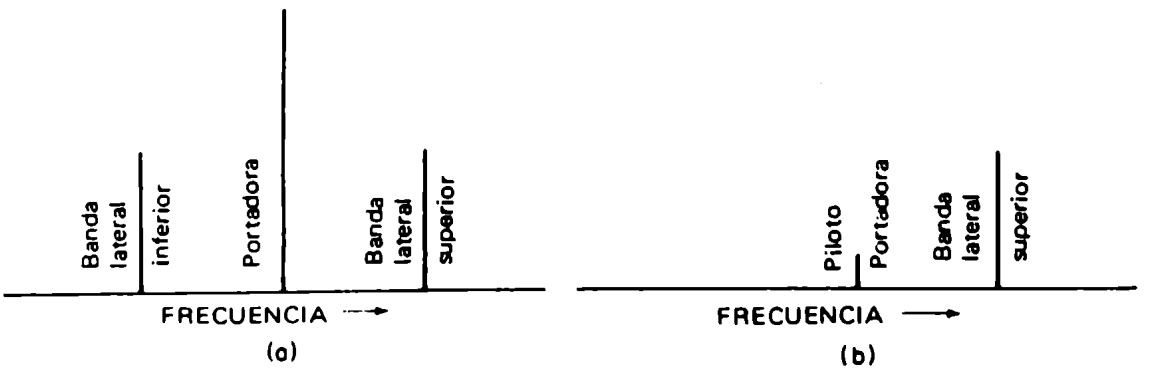


Fig. 10—3. Ejemplo de una banda lateral y portadora parcialmente suprimida: (a) Espectro de frecuencias con las dos bandas laterales; (b) Banda lateral superior y portadora piloto.

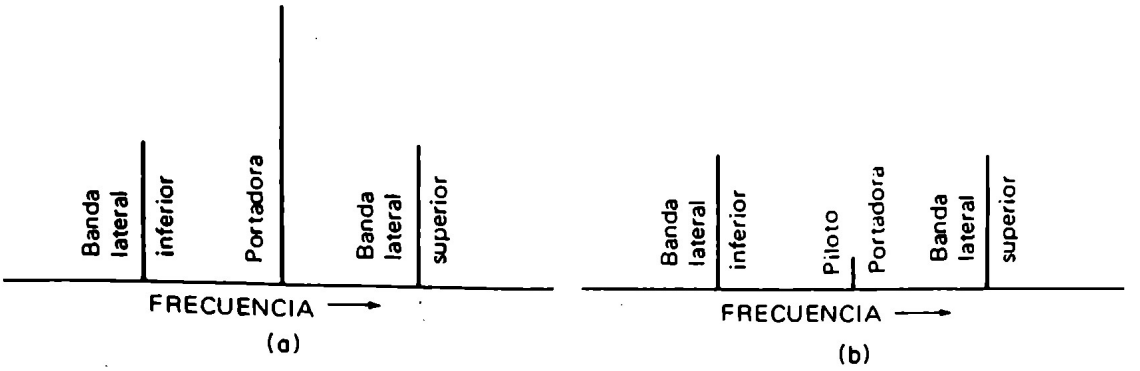


Fig. 10—4. Ejemplo de transmisión con las dos bandas laterales y portadora parcialmente suprimida; (a) Espectro de frecuencias con las dos bandas laterales; (b) Bandas laterales superior e inferior y portadora suprimida.

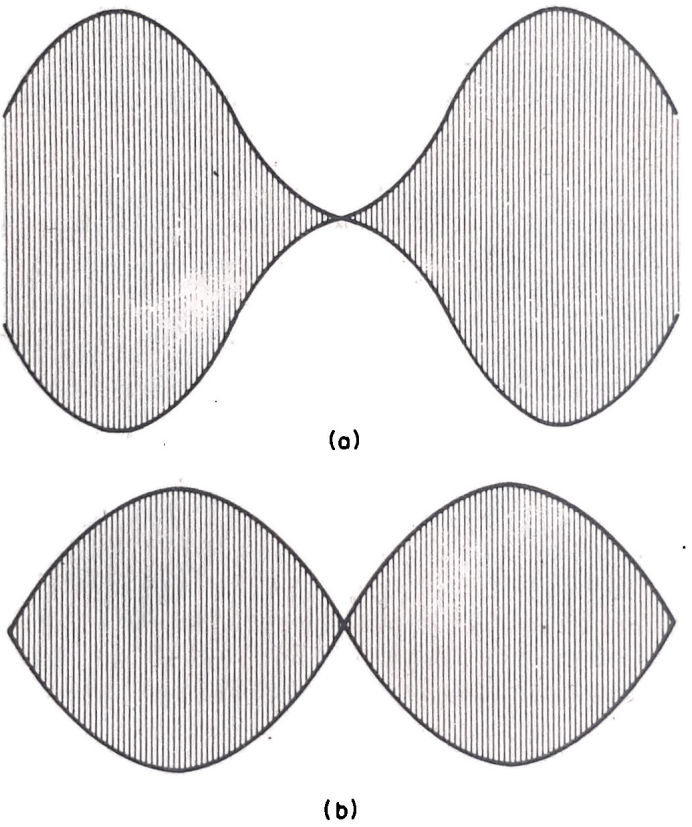


Fig. 10—5. Ejemplo de supresión de una banda lateral: (a) Señal con las dos bandas laterales y modulación 100 %; (b) Una banda lateral y la portadora.

Veamos ahora el efecto que tiene sobre la forma de la onda la supresión de una banda lateral. La Fig. 10-5 representa una señal de doble banda lateral, con modulación del 100 %, y la correspondiente señal de una sola banda lateral, con su portadora. Si bien la envolvente de la modulación de

la onda con una banda lateral exhibe considerable distorsión, la situación no es tan grave como pudiera parecer. Debe tenerse en cuenta que el caso ilustrado corresponde a la peor posibilidad, cuando son iguales la amplitud de la portadora y de las bandas laterales. En la práctica, la portadora se inserta con nivel relativamente alto; si la amplitud de la portadora supera suficientemente la que tiene la banda lateral, la envolvente de modulación de la señal reconstituida se asemeja mucho más a la original (envolvente senoidal en este caso). Aunque en la transmisión por BLU siempre se produce alguna distorsión, no tiene importancia práctica, pues el objeto de la comunicación por BLU no es la reproducción de alta fidelidad, sino una buena inteligibilidad.

Estudiemos ahora el efecto que produce en la onda la supresión de la portadora solamente. En la Fig. 10-6 vemos una señal de doble banda lateral con modulación del 100 % y la señal correspondiente habiendo suprimido la portadora. Obsérvese que la envolvente de modulación duplica su frecuencia y se distorsiona al haber suprimido la portadora. La duplicación de frecuencia tiene lugar debido a las relaciones representadas en la Fig. 10-4. Obsérvese que estando presente la portadora, hay solamente la mitad de separación de frecuencia entre las señales componentes

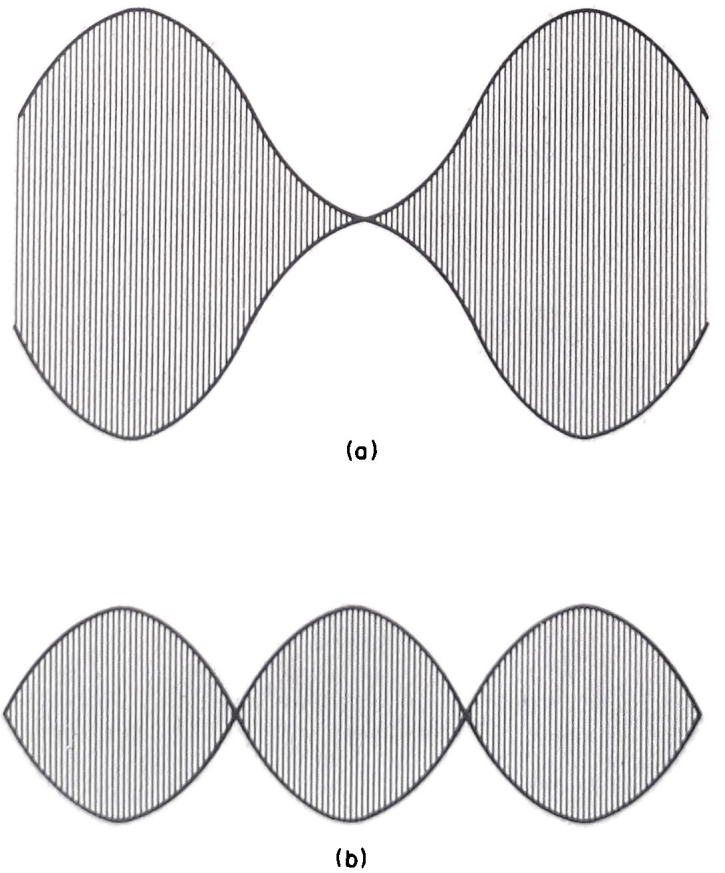


Fig. 10—6. Ejemplo de supresión de la portadora: (a) Portadora con las dos bandas laterales; (b) Las dos bandas laterales, sin la portadora.

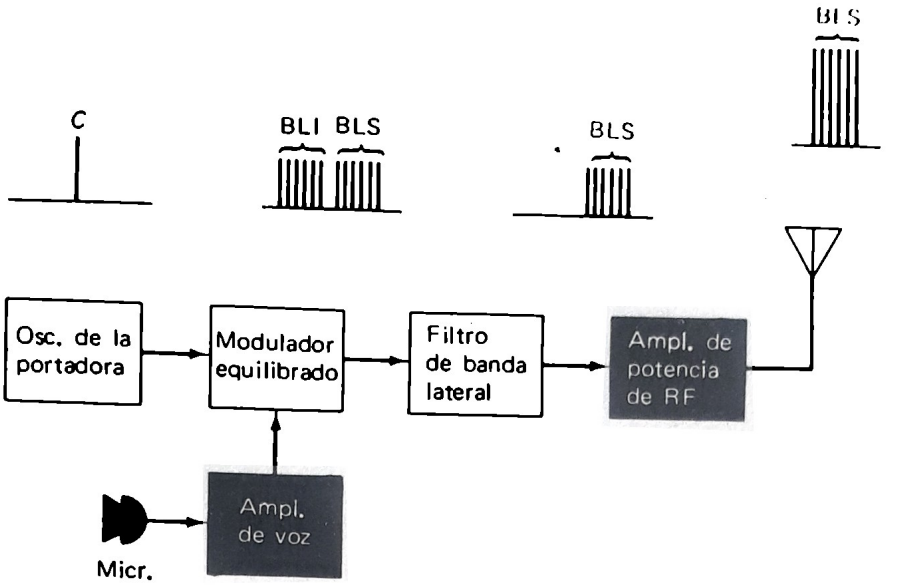


Fig. 10—7. Diagrama fundamental en bloques de un transmisor de banda lateral única con portadora suprimida.

al haber suprimido la portadora. Quiere decir que las componentes de la señal que se heterodina en la Fig. 10-4(b) tienen doble separación de frecuencia que en (a). Por lo tanto, la envolvente de modulación de la Fig. 10-6(b) tiene frecuencia doble que la envolvente de (a). Indudablemente, reinsertando la portadora en la onda de la Fig. 10-6(b), la onda reconstituida tendría la forma representada en (a).

La Fig. 10-7 representa el diagrama en bloques fundamental de un transmisor de banda lateral única con portadora suprimida. Emplea un modulador equilibrado para producir la señal de AM sin portadora. Esto es, la salida del modulador equilibrado consiste en las bandas lateral superior e inferior. La señal pasa luego por un filtro que elimina una de las bandas laterales. En este proceso puede suprimirse la banda lateral superior o la inferior. La salida del filtro de banda lateral se aplica a un amplificador de RF para excitar a la antena transmisora. El amplificador de potencia de RF ha de ser del tipo lineal, por ejemplo en contrafase, clase B. Empleando un amplificador clase C la señal tendría una distorsión inadmisible.

En la Fig. 10-8 vemos el circuito de un modulador equilibrado. Obsérvese que en los puntos 2 y 4, la tensión de la portadora tiene la misma amplitud, pero con fase contraria. Esta relación se establece fijando los valores de R2 y C3. Las corrientes producidas por la portadora que atraviesan los diodos D2 y D4 y los D1 y D3 son exactamente iguales, pero contrarias. Por lo tanto, la portadora se anula en T1 y a la salida del puente no hay frecuencia portadora. Regulando convenientemente R2 y C3, puede obtenerse la condición de portadora cero. Ahora bien, cuando se aplican al puente tensiones de modulación de audio frecuencia, los diodos conducen y dejan de conducir por pares, esto es, cuando la señal de audio es positiva, D1 y D2 conducen más intensamente, pero D3 y D4

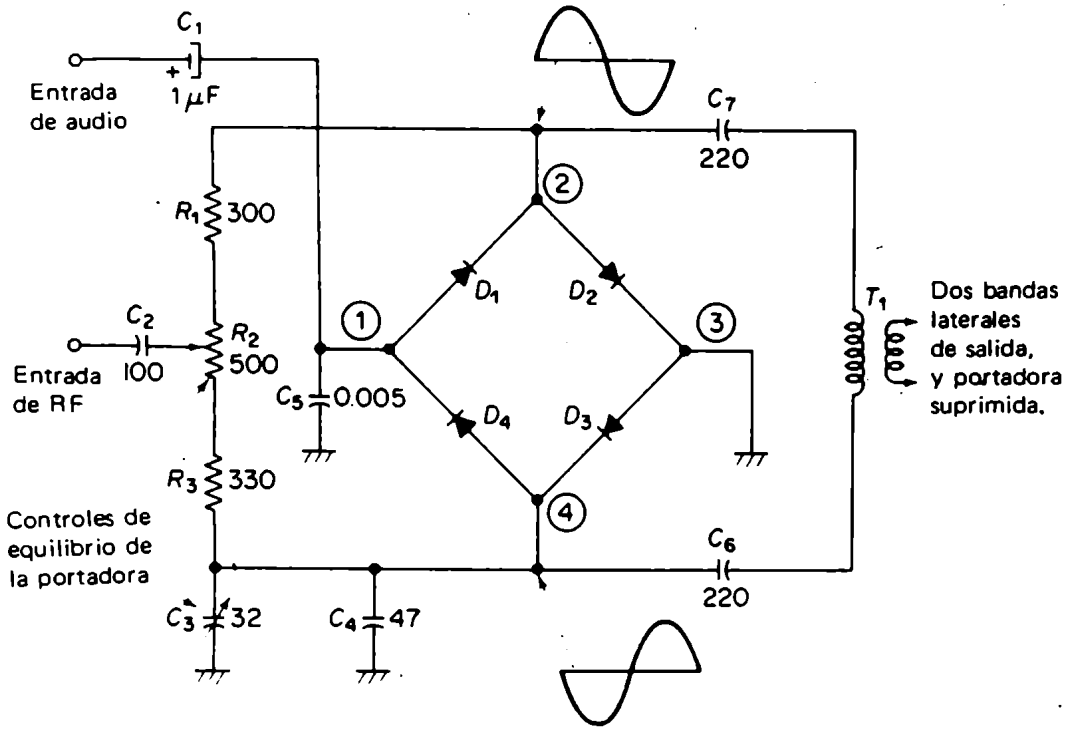


Fig. 10—8. Circuito de un modulador equilibrado con diodos en puente.

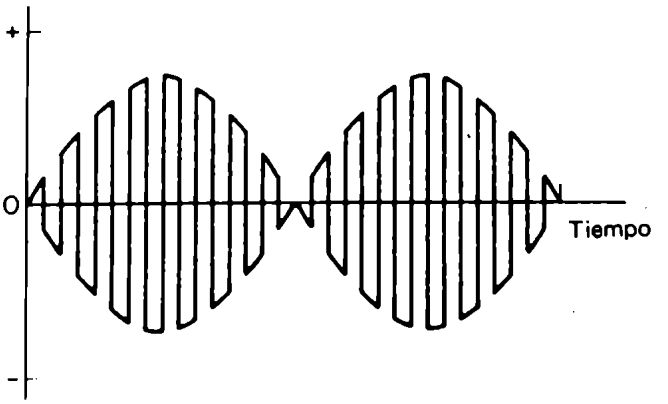


Fig. 10—9. Onda de salida ideal de un modulador equilibrado en puente.

no conducen. En cambio, cuando la señal de audio es negativa, D3 y D4 conducen intensamente, pero D1 y D2 no conducen. El resultado es producir en T1 señales de doble banda lateral, con portadora suprimida.

Es fácil comprender el funcionamiento del modulador equilibrado considerando la onda de salida que produce. Con referencia a la Fig. 10-9, se deduce de lo dicho anteriormente que la onda de salida de T1 de la Fig. 10-8 tendrá la forma dibujada. Obsérvese que se han recortado los picos de RF de la señal, para destacar el perfil de la envolvente de modulación. Comparemos ahora la onda de la Fig. 10-9 con la onda de la Fig. 10-6(b). Tienen la misma forma, por lo tanto la salida del modulador

equilibrado es una señal de doble banda lateral, con portadora suprimida. Como se dijo anteriormente, esta forma de onda se obtiene por el heterodinado de las frecuencias de las bandas laterales superior e inferior. Si en el receptor se reinserta la portadora que falta, la onda reconstituida tendrá entonces la forma dibujada en la Fig. 10-6(a).

Estudiemos ahora la acción del filtro de banda lateral. La Fig. 10-10 representa la curva de respuesta de frecuencia de un filtro de banda lateral superior. En este ejemplo, se atenúa la portadora, sin suprimirla. La atenuación que proporciona es de 20 dB. Por lo tanto, el espectro de frecuencias transmitidas incluye una portadora piloto, como en la Fig. 10-3(b). Obsérvese también en la Fig. 10-10 que este filtro de banda lateral atenúa las audiofrecuencias más bajas, hasta 300 Hz. Desde 300 Hz hasta 3000 Hz, la respuesta de audio es uniforme. Si bien se atenúan las frecuencias bajas de audio, el paso de banda de 300 a 3000 Hz proporciona buena inteligibilidad. Al suprimir el extremo superior de la banda de audio frecuencias, es necesario hacer lo mismo con el extremo inferior, para conservar la buena compresión de la palabra. Utilizando un filtro de paso de banda muy elaborado y por lo tanto costoso, sería posible suprimir completamente la portadora, supresión total que apenas se emplea en los transmisores para servicio marítimo. De la Fig. 10-10 se deduce que la frecuencia de la portadora es muy crítica, y debe ser muy buena la estabilidad de los componentes del filtro de banda lateral. De lo contrario, el punto correspondiente a la portadora podría desplazarse hacia abajo atenuando excesivamente las bajas frecuencias, dando lugar a poca inteligibilidad. Si se desplazara hacia arriba, la amplitud excesiva de la portadora haría desperdiciar inútilmente potencia de RF. También sufriría la inteligibilidad al disminuir las audio frecuencias superiores y alterarse el equilibrio entre las componentes de alta y baja frecuencia.

Como se hizo observar anteriormente, los transmisores radiotelefónicos para servicio marítimo están dispuestos para la conmutación de cierto

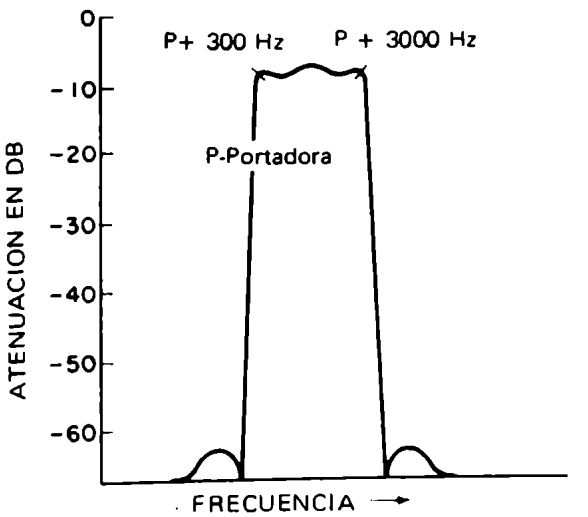


Fig. 10—10. Respuesta de frecuencia de un filtro de banda lateral.

número de frecuencias portadoras (canales) dentro de una banda determinada (por ejemplo, 12 canales). Debido a que los filtros de banda lateral son unidades bastante costosas, es conveniente utilizar el mismo para todos los canales. Por lo tanto, los transmisores se construyen en base a excitadores heterodinos. La salida del modulador equilibrado se hace pasar a través del filtro de banda lateral, como se explicó anteriormente, pero la salida del filtro pasa a través de un mezclador heterodino antes de su aplicación al amplificador de potencia, como representa la Fig. 10-11. En consecuencia, el oscilador de la portadora trabaja siempre con la misma frecuencia, independientemente del canal elegido. Esto permite utilizar el mismo filtro de banda lateral para transmitir en cualquier canal. Para obtener la frecuencia deseada, se conmuta el oscilador de cristal para hacerlo trabajar a la que convenga. Indudablemente, hay que cambiar también la sintonía de los circuitos sintonizados que siguen al mezclador. Obsérvese que el oscilador local reinserta al mezclador una portadora con amplitud total. Sin embargo, debido a que los circuitos sintonizados trabajan dentro de la banda de 7 MHz, es fácil atenuar la portadora de 6,1 MHz así como suprimir la banda lateral inferior mediante circuitos sencillos.

Conviene distinguir los diferentes tipos de comunicación por BLU que se emplean en los servicios marítimos. Banda lateral única con portadora suprimida quiere decir que la atenuación de la portadora es por lo menos de 40 dB. BLU con portadora reducida, significa que la portadora tiene una atenuación de 16 dB. También hay la modalidad de trabajo por BLU y atenuación de la portadora entre 3 y 6 dB, equivalente a una transmisión de amplitud modulada (AM). La máxima eficacia se obtiene mediante la modalidad BLU con portadora suprimida. El sistema de portadora reducida lo emplean principalmente las empresas telefónicas, para controlar la

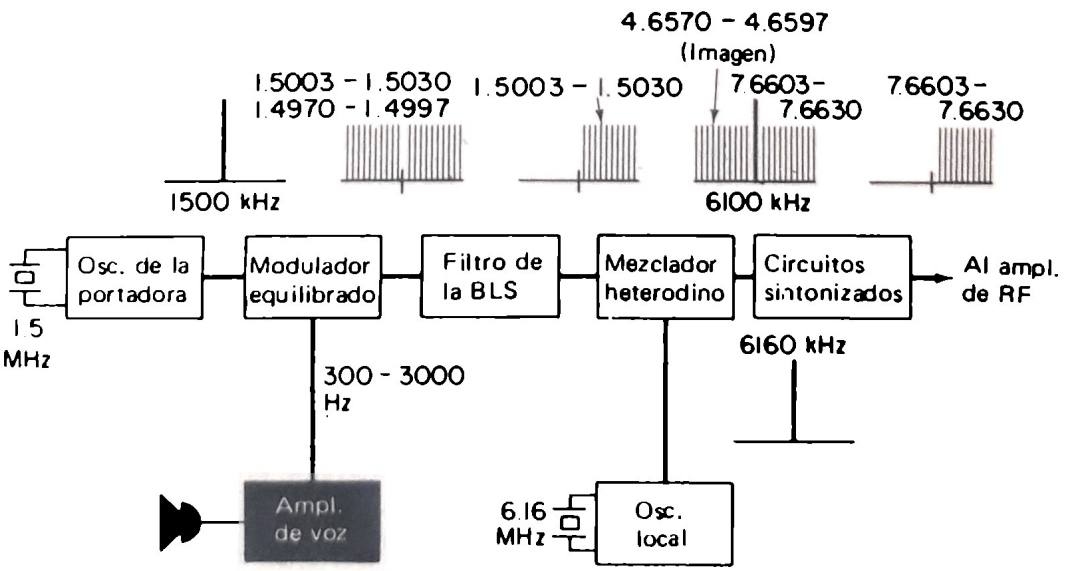


Fig. 10—11. Disposición del excitador heterodino de un radioteléfono para servicio marítimo.

frecuencia de la portadora reinsertada en las comunicaciones marítimas. La portadora atenuada solamente 3 o 6 dB permite la recepción mediante un receptor especial para BLU o con un receptor común para AM. Si bien recibiendo mediante uno de estos receptores la calidad del sonido es algo deficiente, la inteligibilidad es adecuada para el servicio de comunicaciones. Como veremos enseguida con mayor detalle, en las comunicaciones por BLU puede emplearse la banda lateral inferior o la superior (BLI o BLS, respectivamente).

10.3 Receptores de banda lateral única para servicios marítimos

Los receptores para BLU son análogos, en su aspecto fundamental, a los receptores para AM con oscilador de batido para recepción de telegrafía por onda continua pura. Sin embargo, los receptores para BLU tienen un

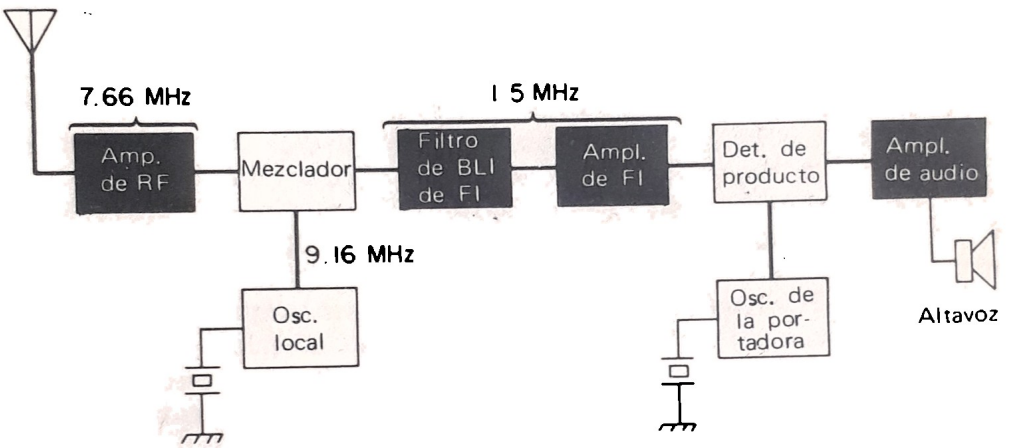


Fig. 10—12. Diagrama fundamental en bloques de un receptor de BLU para servicio marítimo.

filtro de banda lateral en la FI para eliminar interferencias procedentes de los canales adyacentes. El oscilador es de alta estabilidad, para evitar la distorsión de la información de audio frecuencia. La Fig. 10-12 representa el diagrama en bloques fundamental de un receptor de BLU para el servicio marítimo. Su circuito es superheterodino, con filtro para BLI en la FI, detector de producto y oscilador para la portadora. El detector de producto es en esencia un detector heterodino proyectado para mínima distorsión de la señal demodulada. Esta señal demodulada es también la información reconstituida, puesto que se complementa la portadora atenuada mediante la que añade el oscilador de portadora. La buena inteligibilidad de la señal de audio exige que la frecuencia del cristal se mantenga en todo momento dentro de ±100 Hz con respecto a la frecuencia nominal.

La Fig. 10-13 representa un detector de producto. Fundamentalmente es un demodulador equilibrado, parecido al modulador de la Fig. 10-8. En

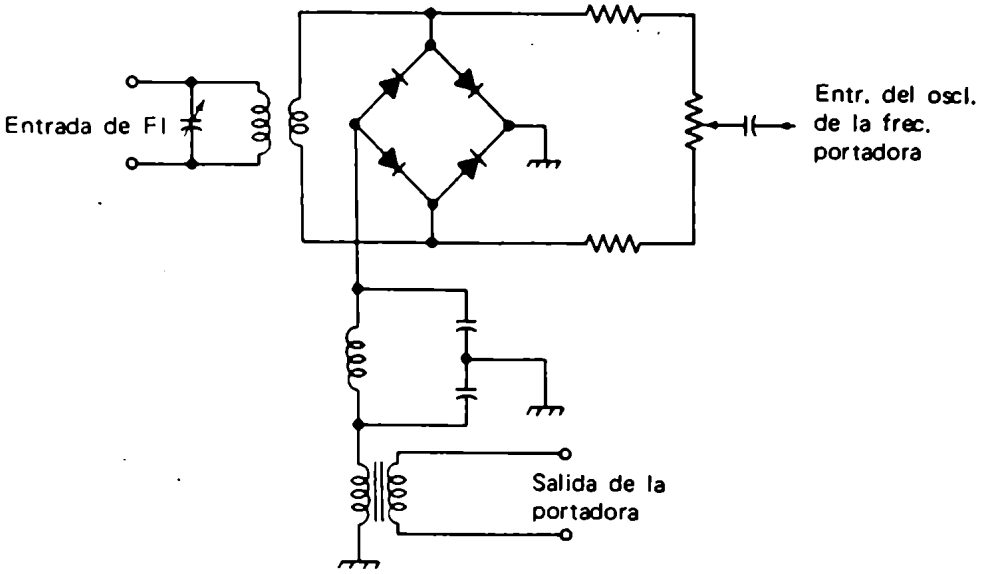


Fig. 10—13. Circuito de un demodulador equilibrado.

funcionamiento, se le aplica la onda procedente del amplificador de FI, cuya forma es la representada en la Fig. 10-5(b), combinándose con la onda de salida del oscilador de portadora. De esta manera la portadora atenuada (piloto) aumenta hasta su amplitud normal, reconstituyéndose en forma razonable la envolvente de modulación original, como la dibujada en la Fig. 10-5(a). Forzosamente se produce, sin embargo, cierta distorsión debido a la ausencia de una de las bandas laterales. Como se dijo anteriormente, en las comunicaciones por BLU rige el criterio de inteligibilidad, no de alta fidelidad. Como que el demodulador equilibrado tiene prácticamente el mismo circuito que el modulador equilibrado, en los transceptores para servicios marítimos sirve alternativamente como demodulador y modulador equilibrado.

Hasta ahora hemos tenido en cuenta solamente la transmisión y recepción por BLU empleando la banda lateral superior, que es lo normal en los EE.UU. de Norteamérica. Pero en otros países, los servicios marítimos emplean la banda lateral inferior. Por lo tanto, es ventajoso disponer de equipos que puedan trabajar con cualquiera de las dos bandas laterales. Es posible también que en el futuro la asignación de canales para servicios marítimos se haga en bandas laterales superior e inferior, puesto que aumenta continuamente la demanda de canales. Para que un transmisor o receptor permita elegir entre la banda lateral superior y la inferior, necesita componentes adicionales.

Como se dijo anteriormente, la frecuencia de la portadora debe mantenerse dentro de ±100 kHz para obtener buena inteligibilidad en la recepción por BLU. En la práctica, quiere decir que si la frecuencia del transmisor se desvía +50 Hz y la del oscilador de cristal del receptor se desvía —50 Hz, se habrá llegado al límite exigido. Mantener la estabilidad de frecuencia es algo más difícil de lo que podría suponerse teniendo en cuenta solamente lo que acabamos de exponer, pues la mayoría de

transmisores emplean dos cristales, y también los receptores. Y si se emplean equipos con doble conversión, son entonces seis los cristales que intervienen. Con el tiempo, los cristales tienden a envejecer y varían ligeramente su frecuencia de oscilación. Por lo tanto, las comunicaciones por BLU necesitan procedimientos para compensar los errores en la frecuencia. A tal efecto se conecta un capacitor variable en paralelo con el cristal de cuarzo. Permite un ajuste de frecuencia de ±0,001 %, pudiéndose de esta manera mantener la inteligibilidad de las señales recibidas.

10.4 Transceptores marinos de banda lateral única

La Fig. 10-14 representa el diagrama en bloques de un transceptor de conversión única, para el servicio marítimo. Este equipo incorpora los principios explicados en los párrafos anteriores. Obsérvese que tiene dos filtros de banda lateral, lo que permite trabajar con cualquiera de las dos bandas laterales. Estos filtros se conmutan por procedimientos electrónicos (detector de producto). Para la transmisión y la recepción se emplea un mismo modulador-demodulador equilibrado. Puede trabajar con telegrafía modulada o con telefonía. Para recibir por BLU o con AM, tiene detector para modulación de amplitud, además del demodulador equilibrado para banda lateral única. Mediante una red de filtros de cristal se elimina una de las bandas laterales. La estabilidad es la ventaja principal de los filtros de cristal, pudiendo tener características de atenuación muy agudas. En la Fig. 10-15 vemos un ejemplo de red de filtros de cristal, que emplea cuatro cristales. Su paso de banda es de 0,8 %, igual a 800 Hz a 100 kHz o bien 2700 Hz a 333 kHz. Si una red de filtros de cristal trabaja a 100 kHz y se necesita un paso de banda de 2700 Hz, se incluyen en el mismo, inductores para ensanchar la respuesta.

10.5 Mantenimiento y reparación de equipos marítimos

La comprobación fundamental del comportamiento de un transmisor de BLU consiste en medir la potencia de envolvente de pico (abreviadamente PEP, del inglés "peak envelope power"). Para esta comprobación se emplean dos tonos, para simular las condiciones de una transmisión telefónica. La frecuencia de dichos tonos es de 1000 y 1600 Hz, produciendo su heterodinado la onda dibujada en la Fig. 10-5(b). Este diagrama se comprueba en el osciloscopio, y las diferentes distorsiones que pudiera tener indican la presencia de componentes defectuosos o condiciones inadecuadas de funcionamiento. La medición de la potencia de esta onda se realiza mediante un watímetro de RF. Debe tenerse en cuenta que normalmente, los watímetros están calibrados según valores eficaces, para onda senoidal. Por lo tanto, se necesita aplicar un factor de corrección cuando se hace la prueba con la señal de dos tonos. Este factor de corrección es igual a 2,46, por el que se multiplicará la lectura del watímetro para obtener el valor PEP.

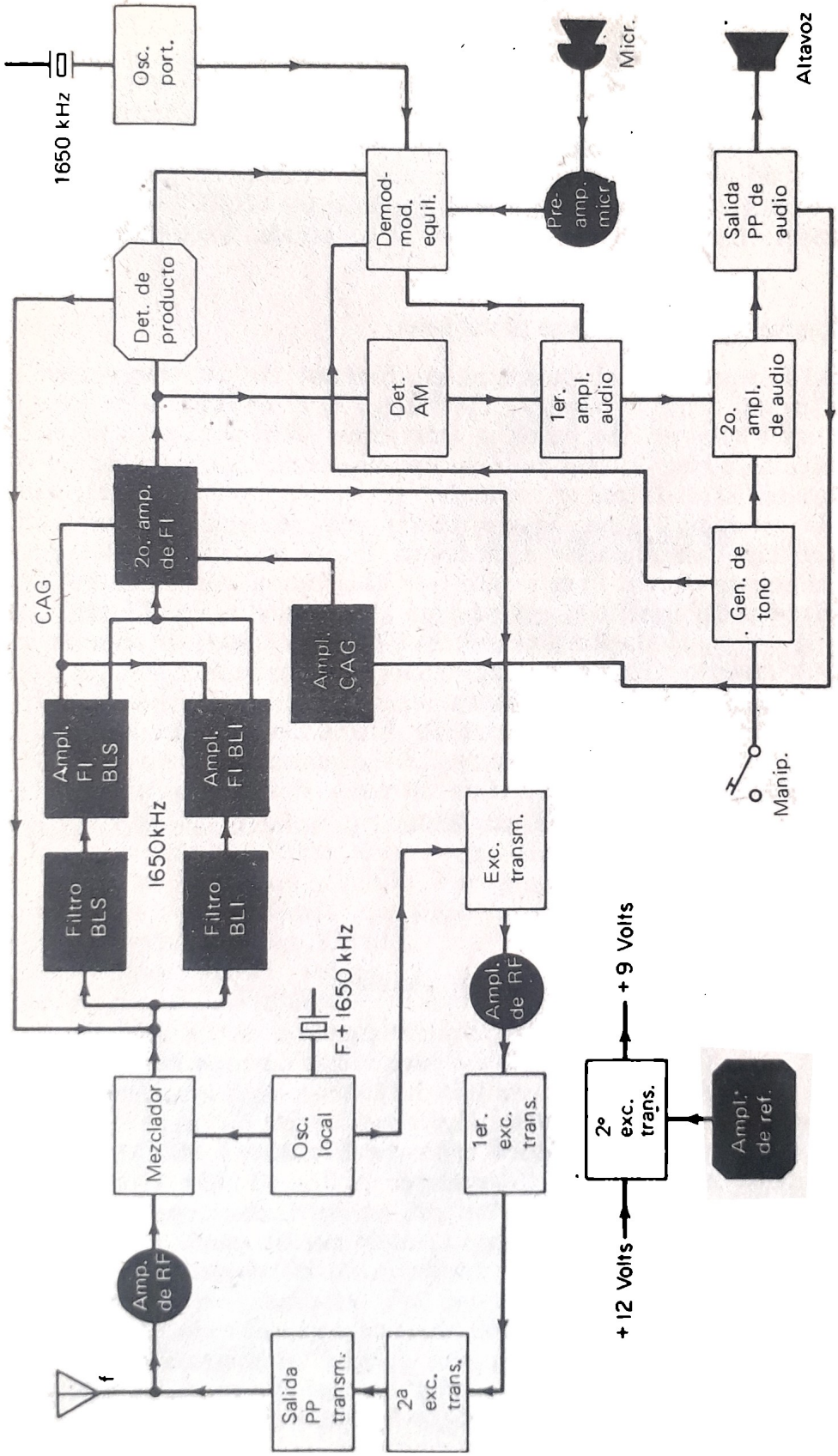
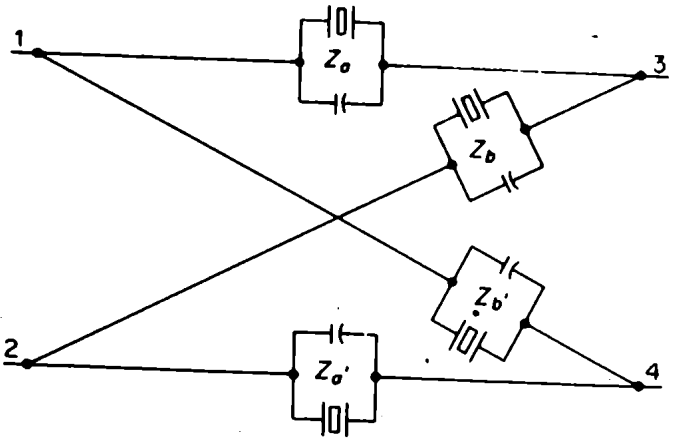
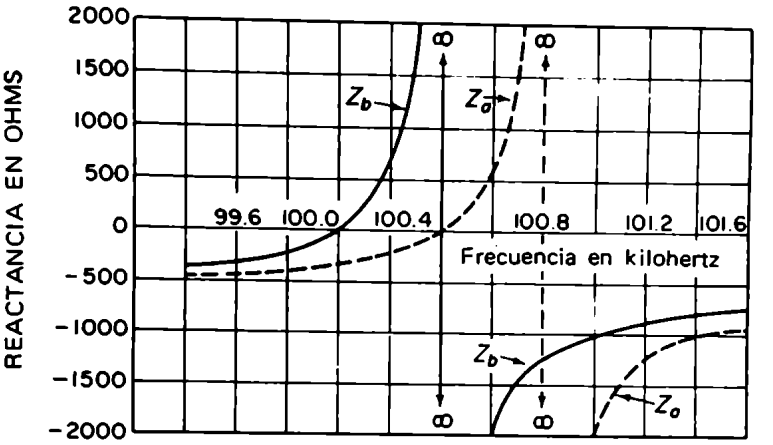


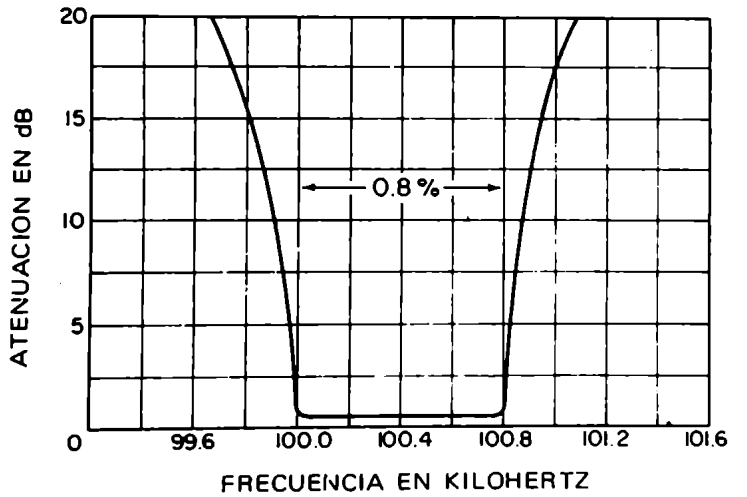
Fig. 10—14. Diagrama básico en bloques de un transceptor para servicio marítimo, de conversión sencilla. (*Gentileza de* Stoner Comm., Inc.).



(a)



(b)



(c)

Fig. 10—15. Circuito elemental de un filtro tipo celosía, con cristales: (a) Disposición general; (b) Curvas de reactancia de los cristales; (c) Características de paso de banda.

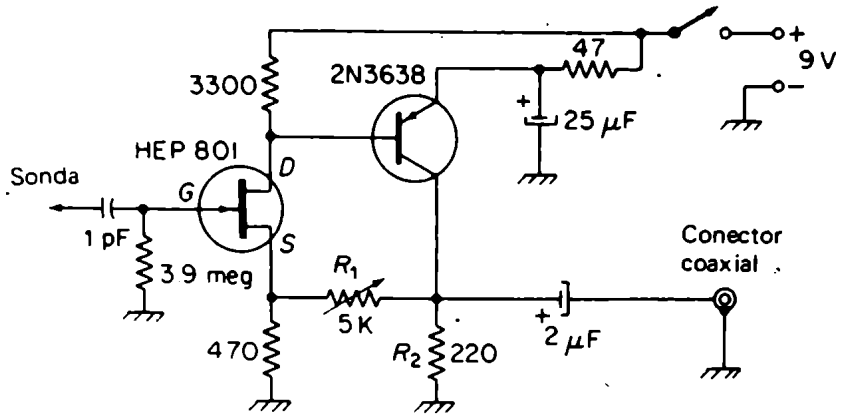


Fig. 10—16. Circuito de una sonda de baja capacitancia para BLU, con amplificador (*Cortesía de* Konigsberg Electr. Inc.).

La indicación del watímetro será errónea si la onda está distorsionada. Por lo tanto, debe comprobarse primero su forma mediante el osciloscopio. Siendo normal, podrá procederse a la medición de la potencia. Algunos watímetros de RF están calibrados directamente en valores PEP, pero igualmente la indicación no será exacta si hay distorsión. Cuando se sigue la señal a través de un transmisor de BLU, puede emplearse una sonda común de baja capacitancia junto con el osciloscopio, siempre que la comprobación no se haga en circuitos de poco nivel de señal. En este caso, la amplitud de la señal sería insuficiente para deflexionar el haz de la pantalla del instrumento. Se deberá emplear una sonda especial con amplificador, como la representada en el esquema de la Fig. 10-16.

La señal de prueba de dos tonos puede obtenerse mediante dos osciladores de audio cuyas salidas se combinan en un mezclador lineal (amplificador clase A). No obstante, esta disposición es voluminosa y cara. Los talleres especializados en equipos para comunicaciones marítimas emplean generadores de dos tonos, como el de la Fig. 10-17. Este circuito proporciona dos ondas senoidales de 1000 y 1600 Hz, con muy poca distorsión, que se combinan en un mezclador lineal. La salida con seguidor de emisor permite extraer una corriente apreciable del generador. Los capacitores de bloqueo en serie con el terminal de salida aseguran la aislación de la tensión continua de polarización que pudiera existir en el punto de prueba, con respecto al generador.

Las comprobaciones principales comprenden alineación, sensibilidad, relación señal-ruido y distorsión. Recuérdese que en un receptor común, la alineación se comprueba en último término. Se hace así porque en general, el ajuste de los circuitos sintonizados no es crítico, tratándose de receptores de radiodifusión para AM o FM. Por lo tanto, los inconvenientes que puedan presentar casi seguramente tendrán por causa componentes defectuosos. En cambio, en el caso de receptores para servicio marítimo en BLU la alineación es muy crítica. Pequeños errores de frecuencia en los circuitos sintonizados pueden dar por resultado el funcionamiento defectuoso. Por lo tanto, a menos que se sepa con seguridad que hay algún componente en malas condiciones, conviene comprobar la alineación en

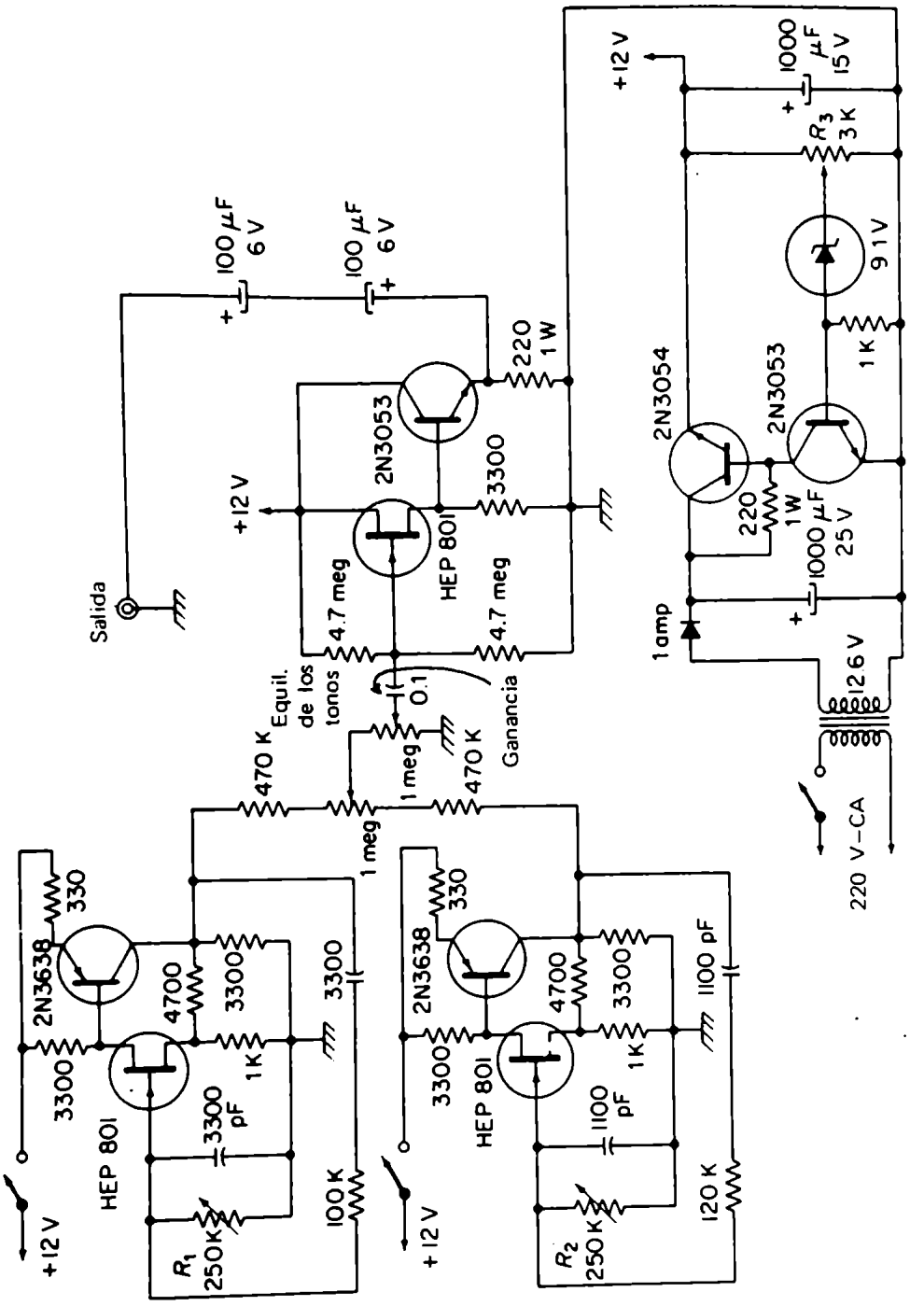


Fig. 10—17. Circuito de un generador de dos tonos para BLU. (*Gentileza de* Konigsberg Electr. Inc.).

primer lugar. El ajuste de equipos para BLU exige el empleo de instrumental de alta precisión, debiendo proceder de acuerdo a las instrucciones del manual.

La sensibilidad de un receptor se comprueba mediante el generador de señales y un voltímetro. El manual del receptor contendrá también las instrucciones para efectuar la medición. Como ejemplo, la sensibilidad nominal puede ser de 1 μV para una salida de 100 mW en el amplificador de audio. La falta de sensibilidad puede indicar mala alineación de los circuitos sintonizados, o algún componente defectuoso. La relación señal-ruido de un receptor se define generalmente como la entrada de RF necesaria para obtener una salida con el mismo nivel de señal y de ruido. Quiere decir que no habiendo señal de entrada, la tensión de salida del receptor tiene que descender a la mitad, siendo igual el nivel de señal y el de ruido. Si la relación señal-ruido es mayor que el valor nominal, habrá algún componente ruidoso en el receptor, probablemente en la sección de entrada, o próximo a ella. La inteligibilidad satisfactoria exige que la relación señal-ruido sea del orden de 15 dB; esto es, la señal debe producir una tensión de salida de 5 a 6 veces mayor que el ruido. Un transistor o resistor defectuoso pueden producir ruido en el receptor.

Los valores de sensibilidad y relación señal-ruido se miden generalmente en decibeles, mediante un voltímetro de válvulas o transistorizado, conectando en paralelo con el altavoz, como indica la Fig. 10-18. Para que pueda hacerse directamente la lectura en la escala graduada en dB, la impedancia de salida debería ser igual a la indicada en el instrumento, lo que siempre está lejos de la realidad. No obstante, ésto no tiene importancia si lo que interesa es la diferencia de lectura entre dos mediciones en dB. Por ejemplo, si se han hecho dos lecturas, una de 25 dB y otra de 10 dB, cada uno de estos valores puede ser inexacto; en cambio, su diferencia, 15 dB, es real. En las mediciones de sensibilidad y de relación señal-ruido se emplean siempre diferencias entre lecturas, pudiendo prescindirse del valor absoluto de las mismas.

La sensibilidad se comprueba primero en el canal de frecuencia más alta, que es donde aquélla acostumbra ser menor. Se dispone al generador de señales para salida de 1 μV, con modulación de 1 kHz. Se ajusta luego el control de volumen del receptor para obtener lectura 0 dB en el instrumento, lo que corresponde aproximadamente a 0,7 volts, valor eficaz, de señal de audio. Supongamos que no pudiera obtenerse esta lectura avanzando al máximo el control de volumen. Quiere decir que el receptor necesita alineación, o tiene algún componente defectuoso. La mayor parte

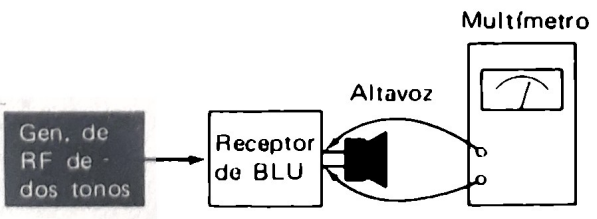


Fig. 10—18. Disposición para mediciones de sensibilidad y relación señal-ruido.

de receptores de BLU empleados en los servicios marítimos pueden proporcionar el nivel de salida de referencia con una señal de RF de entrada de 0,5 μV. Suponiendo que se ha obtenido la lectura 0 dB, póngase fuera de sintonía al generador de señales, y el instrumento deberá indicar —15 dB, o más. Significa que la relación señal-ruido es de 15 dB o mejor, cuando la señal de entrada de RF es de 1 μV. La mayoría de los receptores a que nos referimos permiten realizar esta prueba con una señal de entrada de 0,5 μV.

La respuesta de frecuencia de los receptores para BLU se mide valiéndose de la disposición representada en la Fig. 10-18, poniendo en paralelo con el voltímetro un frecuencímetro digital. Esta clase de frecuencímetro permite efectuar mediciones de alta precisión. Con el generador modulado por un tono de 1 kHz, se ajusta la salida de RF para lectura 0 dB en el voltímetro. Se disminuye luego la frecuencia moduladora hasta que el nivel de salida descienda —3 dB, anotando la frecuencia. Después se aumenta la frecuencia moduladora hasta que el voltímetro indique también —3 dB, tomando igualmente nota de la frecuencia. Normalmente, estas frecuencias son de 350 Hz y 2300 Hz; no siendo así, el receptor necesita alineación.

Para comprobar un receptor de BLU con respecto a la supresión de banda lateral, se regula el generador como antes, para lectura 0 dB en el voltímetro. Luego se aumenta la salida del generador para que el instrumento indique 40 dB. A continuación, se sintoniza el generador de modo que la salida de RF corresponda a la frecuencia de la banda lateral suprimida. El voltímetro deberá indicar 0 dB si el receptor trabaja normalmente. De lo contrario, el filtro de banda lateral no se comporta debidamente, en cuyo caso habrá que remitirlo al fabricante, pues las posibilidades de un taller no permiten la reparación de estos elementos, debido a su gran dificultad. Disponiendo de repuesto, se cambiará el filtro defectuoso.

Comunicaciones Radiotelefonicas comerciales

11.1 Consideraciones generales

Como se ve en la Fig. 11-1, los sistemas radiotelefónicos comerciales emplean una amplia gama de frecuencias. Así, los transmisores y receptores del servicio trasatlántico trabajan en la región de 50 kHz, mientras que los sistemas de radio enlace lo hacen en la de 8 GHz. Entre ambos extremos, están los servicios de radiodifusión de la banda media de AM y los de televisión, que utilizan frecuencias de las bandas de VHF y UHF. Los servicios de comunicaciones entre buques y estaciones costeras están situados entre las frecuencias de AM y de FM. Otros servicios marítimos tienen frecuencias asignadas entre las bandas de radiodifusión de FM y de TV. En consecuencia, existe gran variedad de equipos y sistemas en la tecnología radiotelefónica. Muchos de ellos son de alta especialización, y únicamente los superan en este aspecto los sistemas de comunicaciones espaciales.

En las comunicaciones entre estaciones fijas se utilizan transmisores con modulación de alto nivel y de bajo nivel, como se indica en los diagramas en bloques de la Fig. 11-2. El sistema de modulación de alto nivel utiliza una señal de audio muy amplificada para modular por colector la portadora, en un circuito amplificador clase C. Este amplificador es la etapa final de una serie que amplifican la portadora de RF hasta el nivel necesario para su irradiación por la antena. En cambio, la modulación de bajo nivel emplea la señal de audio con amplitud relativamente baja para modular por colector una etapa separadora intermedia o un amplificador excitador de RF. El inconveniente principal de la modulación de bajo nivel es la necesidad de emplear amplificadores de RF lineales después de la etapa modulada. Por lo tanto, esta modulación se limita generalmente a las comunicaciones de poca potencia.

En los sistemas radiotelefónicos se emplean antenas de diversos tipos. En las comunicaciones entre estaciones fijas, la consideración principal es la direccionalidad de la antena. Las antenas direccionales aumentan la potencia efectiva irradiada por la antena, mejorando la relación señal-ruido en la recepción. Si bien puede emplearse la misma antena para la

transmision y la recepción, en muchas instalaciones se emplean antenas diferentes. Es regla general que la eficacia de una antena puede aumentarse más económicamente a medida que aumenta la frecuencia de trabajo. En la banda de frecuencias medias se emplean a menudo antenas verticales. Por ejemplo, como sistema irradiante puede utilizarse una torre metálica; su altura es generalmente algo mayor que una semilongitud de onda. Esta construcción proporciona el diagrama de radiación representado en la

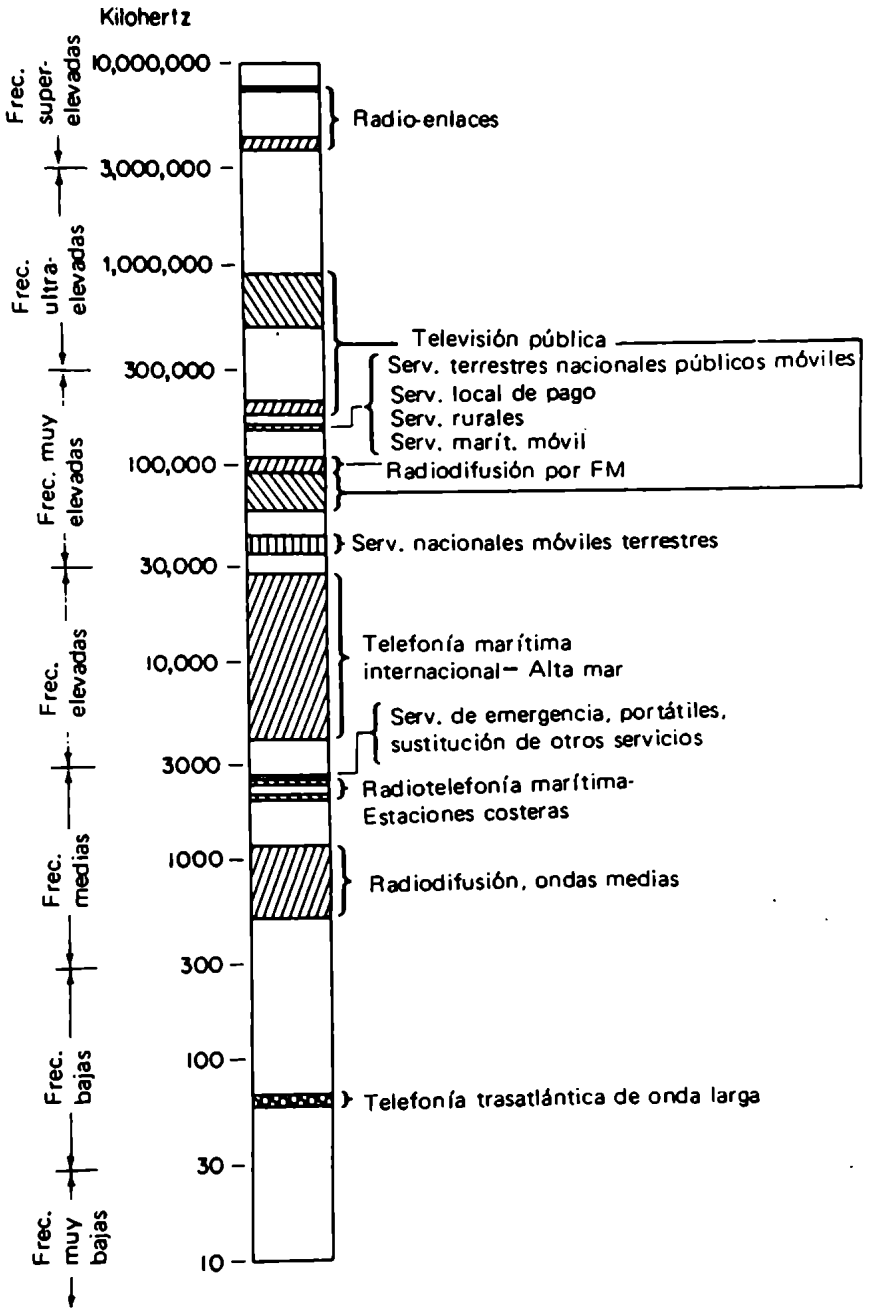


Fig. 11—1. **Frecuencias utilizadas en las comunicaciones radiotelefónicas comerciales.**

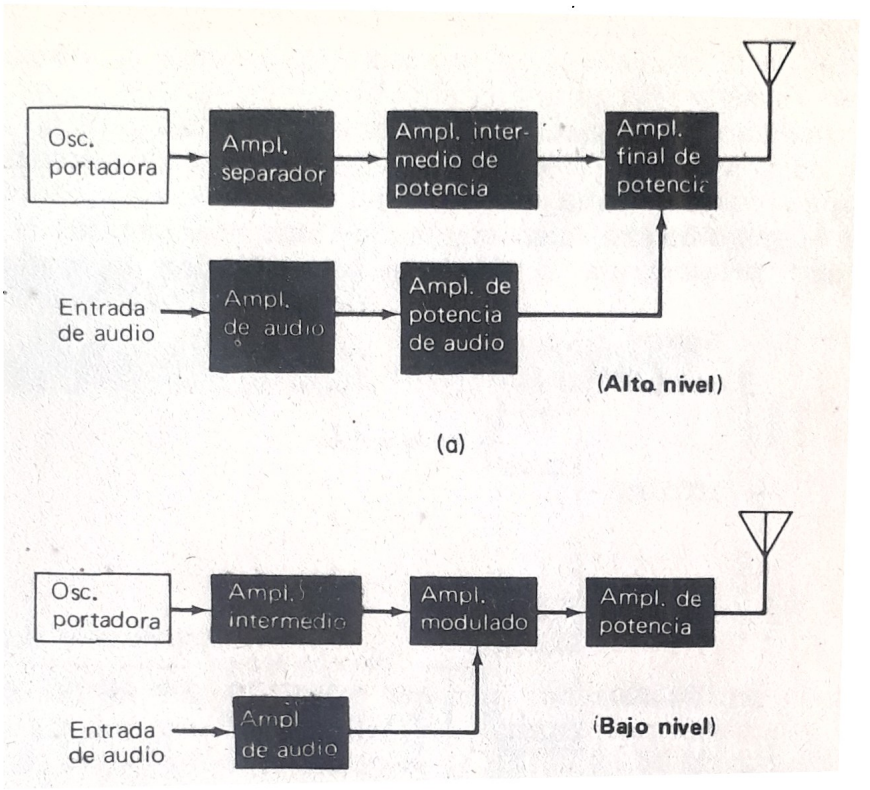


Fig. 11—2. **Diagramas en bloques de transmisores para comunicaciones entre estaciones fijas.**

Fig. 11-3. Obsérvese que la radiación se concentra en sentido horizontal. Tiene la ventaja de aumentar la energía irradiada por la onda de tierra, lo que conviene en las frecuencias medias. El diagrama de radiación es omnidireccional en el plano horizontal, desperdiciándose energía en el caso de comunicación entre dos puntos.

Para obtener direccionalidad horizontal con antenas verticales de media onda, es preciso emplear otras antenas adicionales, convenientemente espaciadas y excitadas con la fase adecuada. Disponiendo muchos elemen-

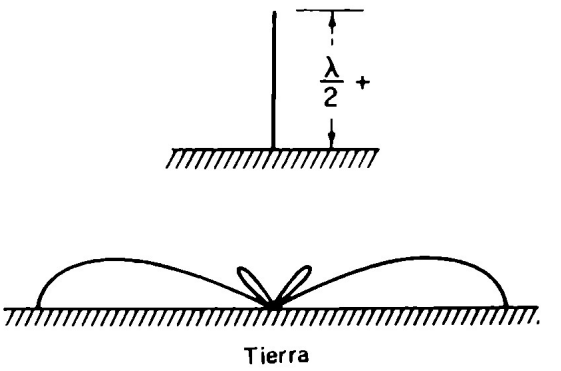


Fig. 11—3. **Diagrama en radiación de una antena vertical de media onda.**

tos en sistemas de esta clase, se obtiene un haz horizontal muy angosto que aumenta notablemente la eficacia de la potencia irradiada. Estos sistemas son de instalación costosa, pero proporcionan óptima comunicación entre estaciones fijas. En la banda de altas frecuencias, de 3 a

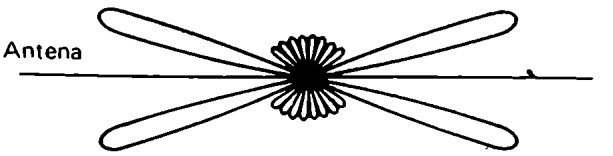


Fig. 11—4. Diagrama de radiación de una antena larga, de cinco longitudes de onda.

30 MHz, se emplean frecuentemente antenas largas para las comunicaciones entre dos puntos. Antena larga es aquélla cuya longitud equivale a varias longitudes de onda, y su altura sobre el suelo debe ser por lo menos igual a media onda. Este tipo de antena tiene un diagrama de radiación que se aproxima a la dirección del alambre conductor. En la Fig. 11-4 se ha

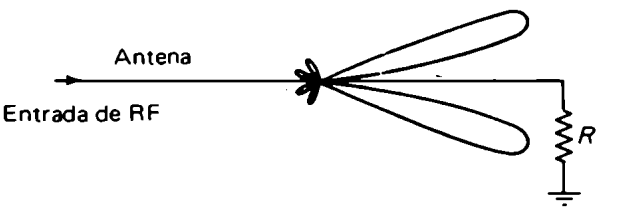


Fig. 11—5. Diagrama de radiación de una antena larga, con terminación.

dibujado el diagrama de radiación de una antena cuya longitud eléctrica es igual a cinco longitudes de onda. Si quiere concentrarse más energía en la dirección de la antena, debe aumentarse su longitud. Obsérvese que una antena larga desperdicia la mitad de la potencia irradiada, en el caso de comunicación entre dos puntos, puesto que irradia por igual en ambos sentidos.

Para obtener la máxima radiación en un sentido solamente, las antenas

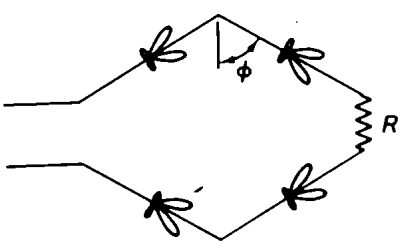


Fig. 11—6. Disposición de una antena rómbica.

largas deben terminar en uno de sus extremos con su impedancia característica. Quiere decir que el extremo distante se conecta a tierra a través de un resistor cuyo valor es igual a la impedancia característica de la antena. Entonces la antena irradia en un solo sentido, como se ve en la Fig. 11-5. El diagrama de radiación resulta más concentrado a medida que aumenta la longitud de la antena. Las antenas largas, como la representada en la Fig. 11-4, han de trabajar a resonancia. De lo contrario, su eficacia disminuye, deformándose considerablemente el diagrama de radiación. Las antenas largas con terminación tienen la ventaja de permitir variaciones en la frecuencia de trabajo, resultando convenientes para las comunicaciones entre estaciones fijas. Las condiciones de propagación de las ondas varían según las estaciones del año, actividad solar y otras circunstancias. Por lo tanto, una comunicación segura exige cambiar las frecuencias de trabajo.

Una antena larga muy eficaz, es la rómbica, representada en la Fig. 11-6. Cada una de las ramas de la antena tiene generalmente una longitud igual a dos o más longitudes de onda. Como en el caso de las antenas largas monofilares, las antenas rómbicas terminan en su impedancia característica. En consecuencia, el sistema es no resonante y puede utilizarse dentro de una gama de frecuencias bastante amplia. Obsérvese, en la Fig. 11-6, el ángulo de apertura ϕ. Cuando este ángulo tiene un determinado valor con respecto a la longitud de la antena, cuatro de los lóbulos de radiación se suman según el sentido del eje de la antena mientras que otros cuatro se anulan. Se obtiene entonces un diagrama de radiación de mayor eficacia. Las antenas rómbicas se emplean para la transmisión y recepción entre estaciones fijas. Cuando se experimenta el inconveniente del debilitamiento de las señales ("fading"), se instalan antenas rómbicas en lugares distantes entre sí, conectándose la salida de las antenas a un mezclador que alimenta al receptor. Cuando se debilita la señal en una de las antenas, es probable que tenga buen nivel en otra, disminuyéndose así el efecto del debilitamiento. Este procedimiento de trabajo de denomina recepción de diversidad.

En las bandas de VHF y UHF se emplean antenas dipolo, como ya dijimos anteriormente. Sin embargo, en las comunicaciones radiotelefónicas entre estaciones fijas se emplean redes de antenas de media onda con espaciado y alimentación de fase adecuada, para obtener buenas características direccionales. Estas redes de antenas pueden trabajar solamente con la frecuencia para la que han sido calculadas. La Fig. 11-7 representa un ejemplo de red de antenas altamente direccional. Para dirigir el haz en un solo sentido, detrás de la red de antenas se coloca una pantalla metálica. Las secciones de media onda se disponen para concentrar la energía en un angosto haz horizontal formando poco ángulo sobre el horizonte. Este ángulo bajo de radiación se obtiene disponiendo varias antenas de media onda en fase una encima de otra y separándolas una semilongitud de onda. Este método de apilar antenas elimina prácticamente la irradiación vertical. En la Fig. 11-7 se han representado en total 16 elementos de media onda; cuatro están en línea y cuatro en paralelo, verticalmente. Las polaridades y tensiones iguales de los elementos contiguos están separadas por una semilongitud de onda. Obsérvese que las líneas de transmisión de media onda entre las secciones de la antena están cruzadas, para mantener la

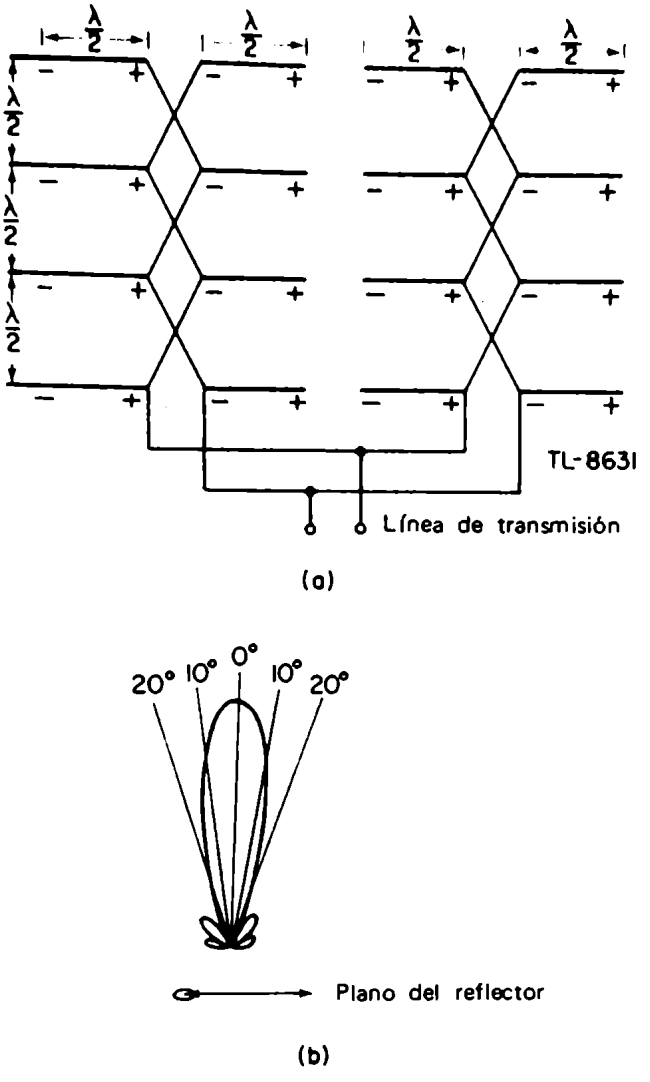


Fig. 11—7. Red de antenas de media onda: (a) Disposición de las antenas; (b) Diagrama de radiación.

adecuada relación de fase. El haz irradiado por esta red de antenas tiene un ancho aproximadamente de 20 grados.

La radiación de ondas electromagnéticas en la banda de las microondas comprende procedimientos parecidos a la radiación luminosa. Las antenas para microondas se definen como radiadores de abertura. Estos radiadores concentran energía en un haz muy angosto. Acostumbran a dar una ganancia de 30 a 40 dB, en relación con la intensidad de campo producido por una antena dipolo. Las líneas de transmisión se sustituyen por guías de ondas. Consisten en tubos metálicos, de sección rectangular o circular, que canalizan la energía de RF de un lugar a otro. La longitud de onda de la señal determina las dimensiones físicas del tubo. En la Fig. 11-8 se ve la disposición común de una antena de apertura. El dipolo de media onda

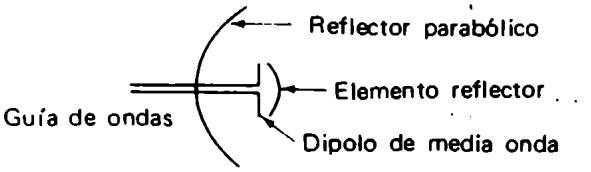


Fig. 11—8. Disposición usual de una antena de abertura.

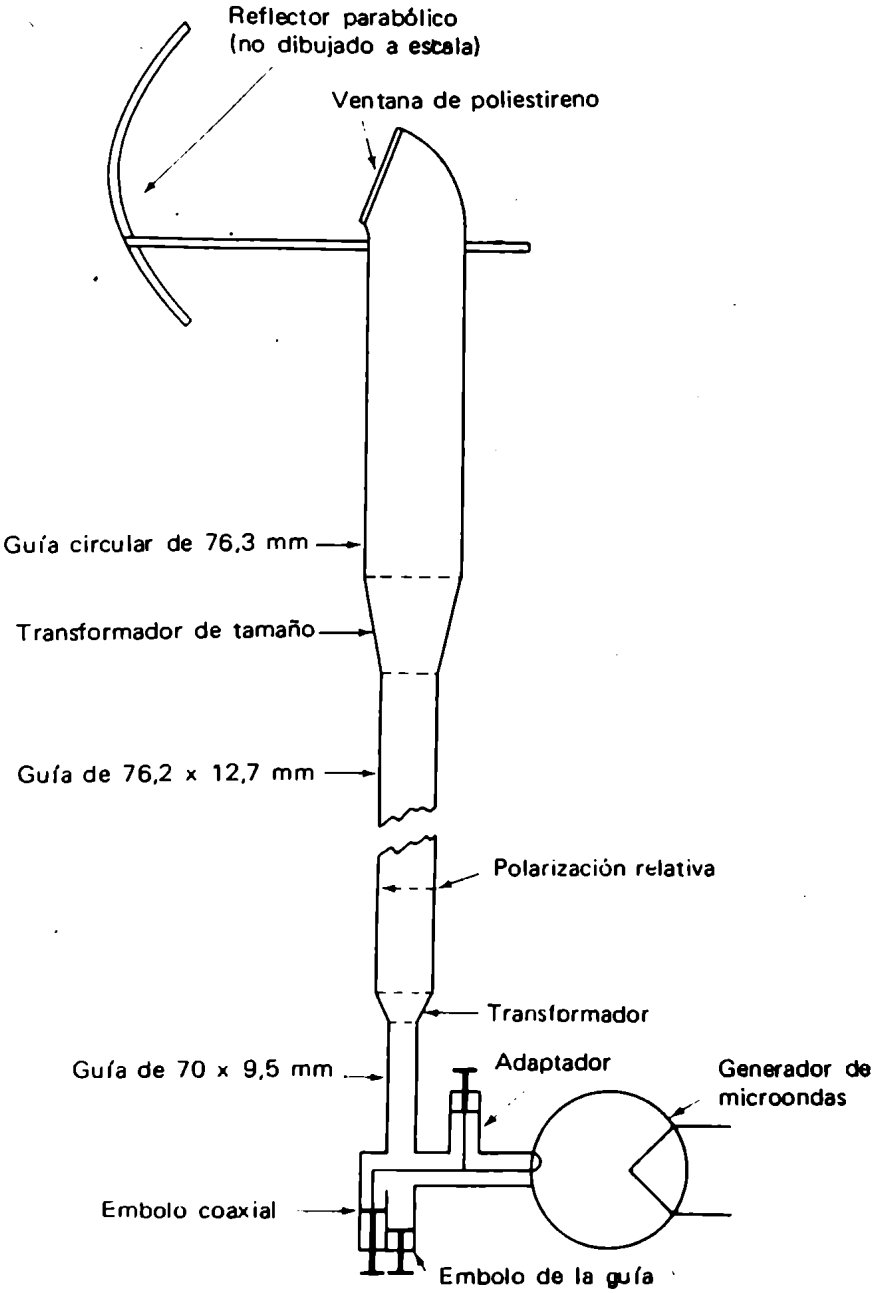


Fig. 11—9. Detalles de una antena de abertura.

irradia hacia el reflector parabólico la energía de RF proveniente de la guía de ondas, que incide en primer lugar sobre un elemento reflector. Prácticamente toda la energía se irradia en forma de haz cuyos rayos son casi paralelos.

En la Fig. 11-9 puede verse el detalle de una antena de apertura. Se utilizan émbolos para variar la longitud efectiva de los adaptadores de sintonía, para hacer resonante al conjunto de alimentación. La transformación de impedancias se realiza variando el diámetro de la guía de ondas. Adaptando la impedancia del generador de microondas a la impedancia de la ventana de poliestireno, se obtiene la máxima transferencia de energía

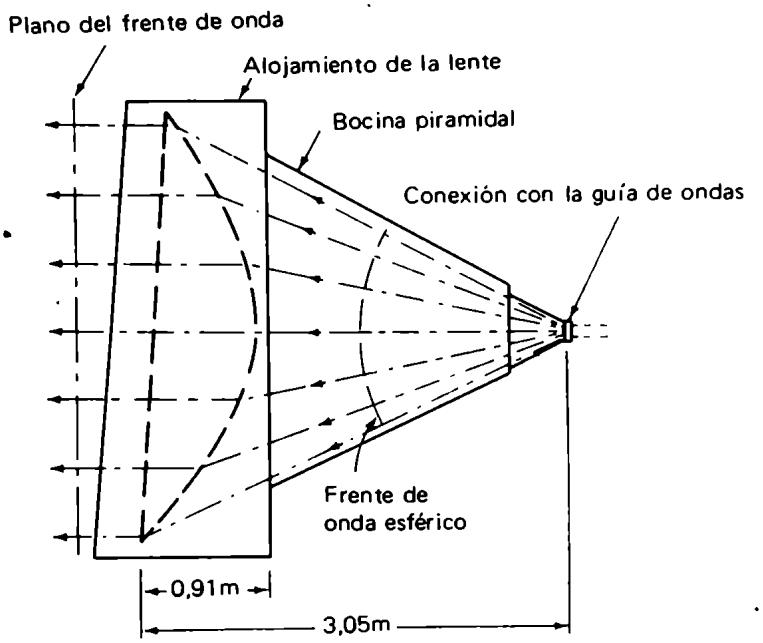


Fig. 11—10. Características esenciales de una antena de lente de retardo.

de RF. Obsérvese que las ondas electromagnéticas que emergen de la ventana se dirigen en forma más o menos irregular hacia el reflector parabólico, que las irradia en forma de haz con rayos aproximadamente paralelos. Para obtener mayor paralelismo, en los sistemas de radio enlace se utilizan muchas veces antenas con lente de retardo. En la Fig. 11-10 se ve una disposición de esta clase. La radiación que emerge de la guía de ondas tiene un frente esférico. La lente de retardo cambia este frente esférico por un frente plano. La lente de retardo está formada por gran número de tiras de aluminio unidas mediante tablillas de poliestireno. Obsérvese que la lente de retardo está ligeramente inclinada. La inclinación tiene por objeto impedir que parte de la energía reflejada vuelva hacia la guía de ondas.

Los sistemas de radio enlace se emplean en las comunicaciones telefónicas a larga distancia. Una instalación común comprende 12 canales en la banda de 3700 a 4200 MHz. Cada canal tiene un ancho de banda de

20 MHz, siendo también de 20 MHz la separación entre canales. Por lo tanto, la banda completa tiene un ancho aproximado de 500 MHz. Cada uno de los canales de 20 MHz acomoda muchos canales telefónicos, o bien las señales de un canal de TV. Cada canal trabaja en un sentido solamente. En las estaciones terminales se emplean dos antenas; una de ellas sirve para todos los canales de transmisión y la otra para los de recepción. En las estaciones de radio enlace (repetidoras) se emplean cuatro antenas. Para impedir posible realimentación entre las antenas transmisoras y receptoras locales, se intercambian las frecuencias en las estaciones repetidoras. La señal que sale tiene siempre una diferencia de 40 MHz con la señal que entra. Las antenas transmisoras y receptoras de las estaciones repetidoras, son de la misma construcción.

11.2 Transmisores para radiotelefonía comercial

En la transmisión de radiotelefonía entre estaciones fijas a gran distancia, por ejemplo en las comunicaciones transoceánicas, se emplean transmisores muy elaborados. Como ejemplo, en la Fig. 11-11 se representa el diagrama en bloques de un transmisor empleado en servicios multicanal de BLU en la banda de 4 a 28 MHz. Se utiliza triple conversión, seguida por seis etapas amplificadoras lineales. El transmisor está dispuesto para procesar dos bandas independientes de frecuencias vocales, abarcando cada una desde 100 hasta 6000 Hz. Son las bandas identificadas como grupo A y grupo B en la Fig. 11-11. Cada una de las bandas acomoda dos frecuencias vocales, ésto es, cada canal telefónico ocupa un ancho de banda de 2700 kHz. Para impedir interferencias entre los canales telefónicos, se modulan las señales de audio sobre una portadora. Una de las señales modula la banda lateral superior, y la otra señal modula la banda lateral inferior de la misma portadora. En consecuencia, las entradas de los grupos A y B proporcionan un total de cuatro circuitos telefónicos. La portadora se transmite con amplitud reducida, y se utiliza para el CAG y el CAF (control automático de frecuencia) del receptor.

Obsérvese, en la Fig. 11-11, que las bandas A y B se aplican separadamente a convertidores que trabajan a 100 kHz. La salida de uno de los convertidores procesa a través de un filtro de paso de banda de 100,1 a 106 kHz, y la salida del otro convertidor, a través de un filtro de paso de banda de 94 a 99,9 kHz. Estos dos filtros de paso de banda eligen las bandas laterales superior e inferior, respectivamente, de la portadora de 100 kHz. En este punto, se suprime la portadora. Después se combinan las bandas laterales inferior y superior en un circuito híbrido. Una bobina híbrida es en esencia una disposición de acoplamiento direccional; se utiliza para dirigir la salida de los filtros de paso de banda a los amplificadores, disminuyendo al mínimo la realimentación entre las secciones A y B. La Fig. 12 representa un circuito con bobina híbrida. Trabaja como puente equilibrado, siendo el resultado que al hablar frente al micrófono A, responde el receptor telefónico B, mientras que el teléfono A no responde a las señales del micrófono A. Hablando frente al micrófo-

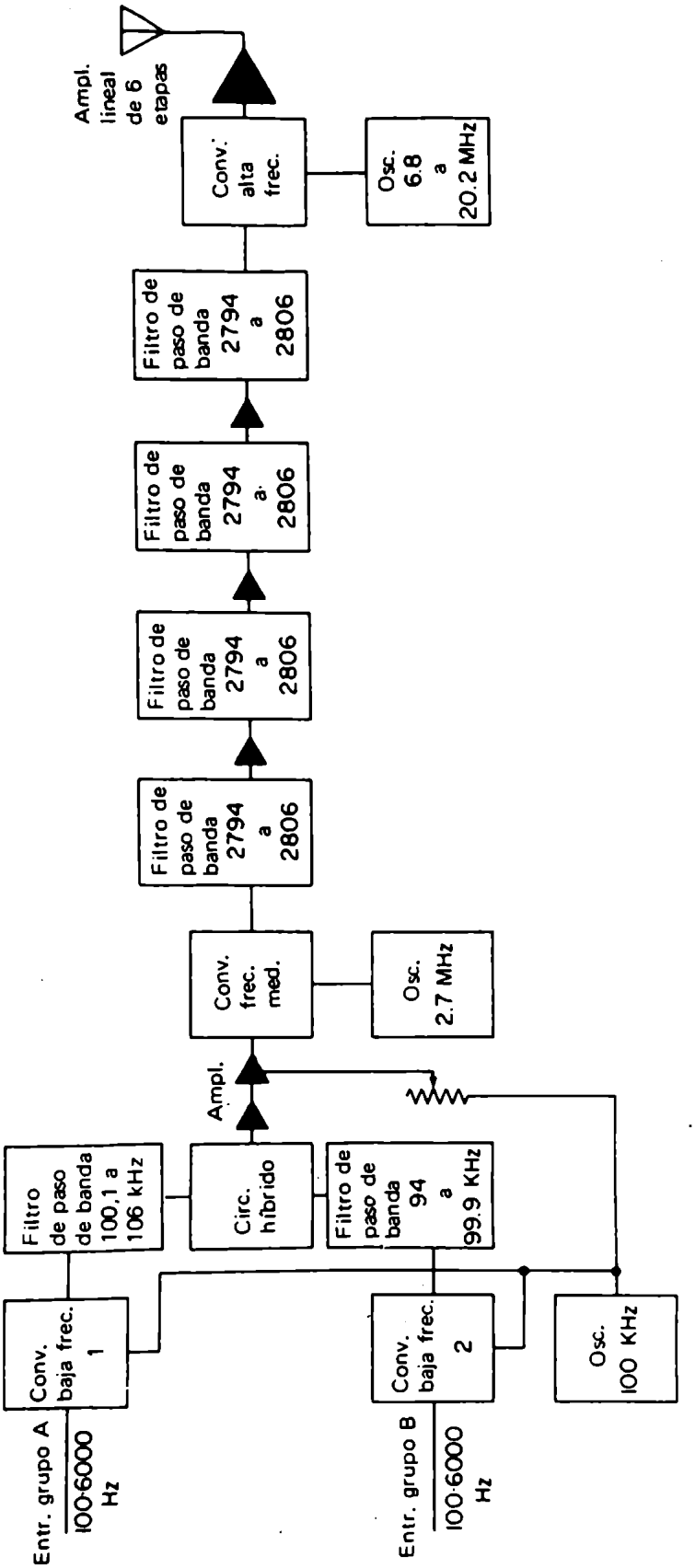


Fig. 11—11. Diagrama en bloques de un sistema radiotelefónico multicanal para BLU.

no B, responde el teléfono A, que no responde a las señales del micrófono A.

La portadora de 100 kHz se inserta con amplitud reducida después del circuito híbrido y de los amplificadores de la Fig. 11-11. Después, un convertidor de 2,7 MHz cambia las frecuencias de la señal dentro de la gama de 2794 a 1806 kHz, que es la banda lateral superior de la portadora

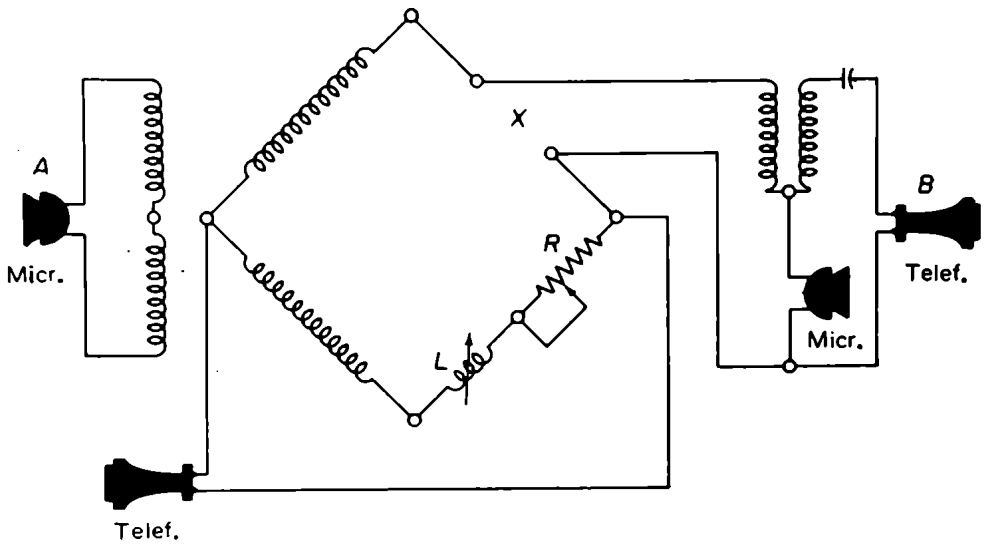


Fig. 11—12. Circuito elemental con bobinas híbridas.

de 2,7 MHz. Obsérvese también que la portadora original de 100 kHz tiene ahora una frecuencia de 2800 kHz. Empleando cuatro filtros de paso de banda con frecuencias de corte de 2794 y 2806 se fijan las frecuencias exactas de cada canal. Entre un filtro y el siguiente se emplean amplificadores para elevar el nivel de la señal. Después de los filtros se realiza una tercera conversión, teniendo el oscilador una frecuencia cualquiera comprendida entre 6,8 y 20,2 MHz. Este transmisor dispone de diez frecuencias diferentes en el oscilador. Después de esta tercera conversión de frecuencia, se amplifica la señal por medio de un amplificador lineal de seis etapas, aplicándose luego a la antena transmisora. La potencia máxima instantánea de RF es de 4 kW. Obsérvese que las cuatro señales vocales se codifican como señales de BLU en la onda irradiada, que es una señal de doble banda lateral.

11.3 Receptores de BLU para radiotelefonía comercial

El diagrama en bloques de la Fig. 11-13 corresponde a un receptor de BLU para el servicio radiotelefónico. Trabaja en la banda de frecuencias de 4 a 28 MHz y es de triple conversión. La frecuencia que se recibe se heterodina para formar una FI de 2800 kHz, procesándose a través de

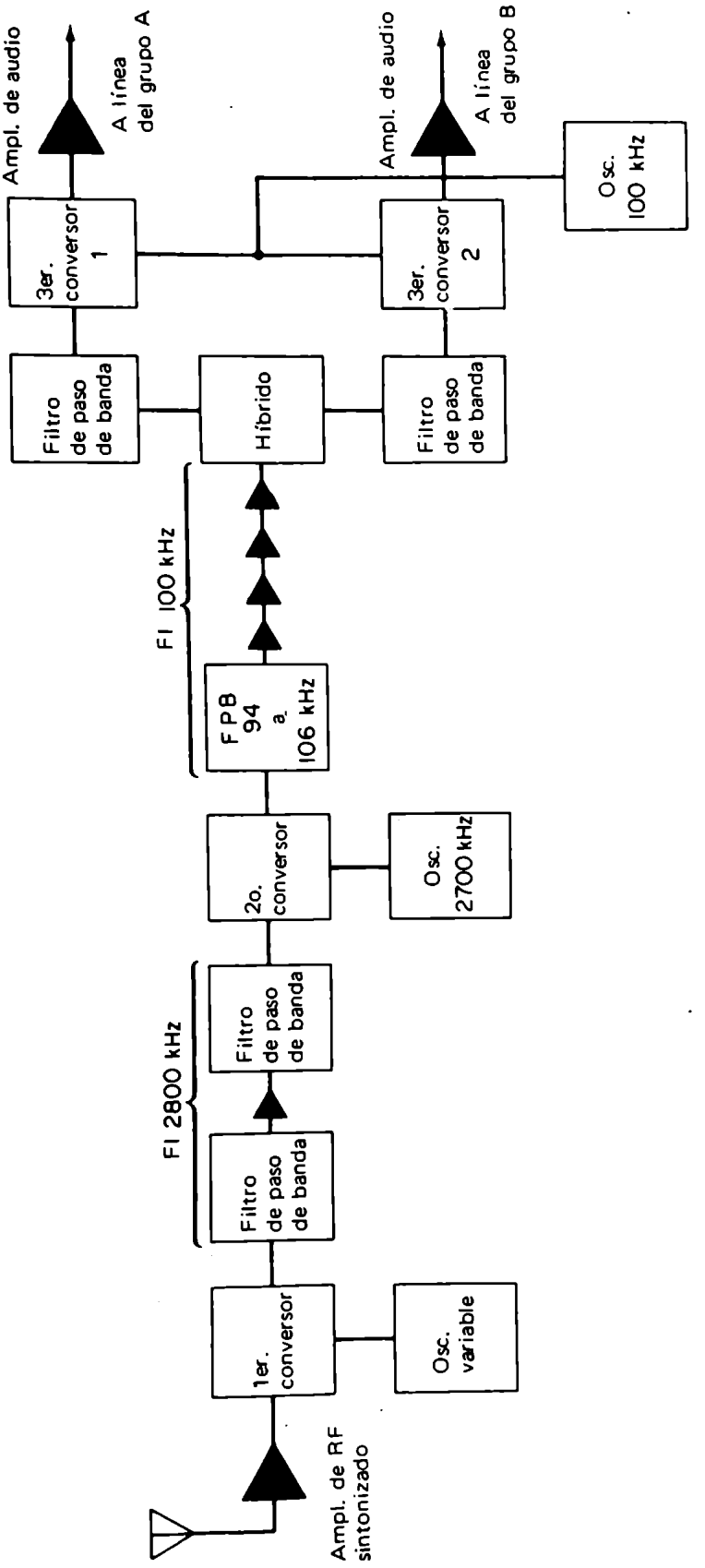


Fig. 11–13. Diagrama en bloques de un receptor radiotelefónico para BLU.

filtros de paso de banda muy angosta en la sección amplificadora de FI. Estos filtros rechazan las frecuencias inferiores en 200 kHz a la de 2800 kHz, para suprimir toda interferencia por frecuencia imagen en la siguiente sección de 100 kHz del receptor. El segundo conversor trabaja con la frecuencia de 2700 kHz para producir una frecuencia de diferencia de 100 kHz. La señal de salida se procesa a través de un filtro de paso de banda de 94 a 106 kHz. Luego, la salida del filtro pasa a través de un amplificador de cuatro etapas a un circuito híbrido que divide la señal dirigiéndola a dos filtros de paso de banda. Estos filtros eligen las bandas laterales superior e inferior para aplicarlas al tercer conversor. Entonces cada una de las bandas laterales se transforma, mediante conversores de 100 kHz, en las señales originales de los grupos A y B de la Fig. 11-11. Como que estas señales ya están dentro de la región de audio frecuencia, a los terceros conversores siguen amplificadores de audio.

11.4 Sistemas de enlace por microondas

La Fig. 11-14 representa el diagrama en bloques de un transmisor para radio enlace por microondas. El circuito de entrada es de banda ancha, para recibir señales desde 30 Hz hasta 4 MHz. Es la llamada banda de video frecuencia, porque corresponde a la frecuencia de las señales de TV. La señal de entrada se amplifica mediante un amplificador de video que proporciona una señal de salida con tensión de 8 volts, entre picos. Si hay que retransmitir señales telefónicas multiplex, la onda de salida del amplificador de video se aplica directamente a un modulador de FM. Las señales telefónicas se multiplexan modulándolas sobre ondas portadoras; las señales multiplex pueden utilizarse en forma de BLU o de doble banda lateral. Al retransmitir señales de TV, se utiliza un circuito de fijación entre el amplificador y el modulador. Los circuitos de fijación, también llamados de restauración de tensión continua, tienen por objeto mantener los picos positivos (pulsos de sincronización) de la onda a un nivel continuo constante, independientemente del tanto por ciento de modulación de la propia señal de video.

La modulación de frecuencia se obtiene aplicando la señal de entrada a la placa reflectora de un oscilador klystron reflex, que trabaja a 4280 MHz. En la Fig. 11-15 puede verse el corte, esquemáticamente, de un klystron reflex. Una vez que los electrones han abandonado el cátodo, pasan a través de rejillas para aproximarse a la placa reflectora. Como que tiene potencial negativo, los electrones retroceden y vuelven a atravesar las rejillas, captándolos la rejilla aceleradora. Al pasar entre las rejillas, los electrones establecen campos oscilantes de frecuencia de microondas dentro de la cavidad resonante. La energía de frecuencia de microondas se obtiene mediante un bucle de acoplamiento. Aplicando a la placa reflectora una señal de 8 volts entre picos, se tiene una desviación de ±4 MHz en la portadora. Esta portadora de FM se aplica luego al conversor de 4210 MHz. Este conversor emplea un diodo de punta de contacto, como el de la Fig. 11-16, como elemento no lineal. Este tipo de diodo tiene muy poca capacitancia parásita, propiedad muy importante en microondas.

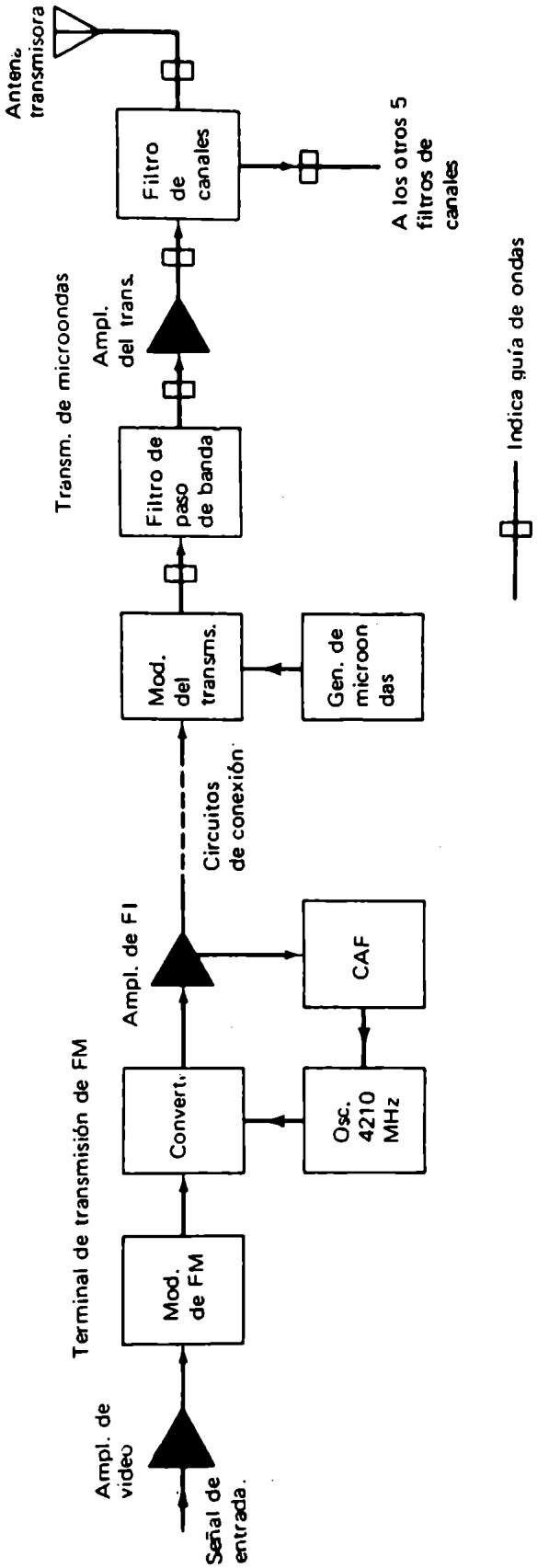


Fig. 11—14. Diagrama en bloques de un transmisor para radio enlaces por microondas.

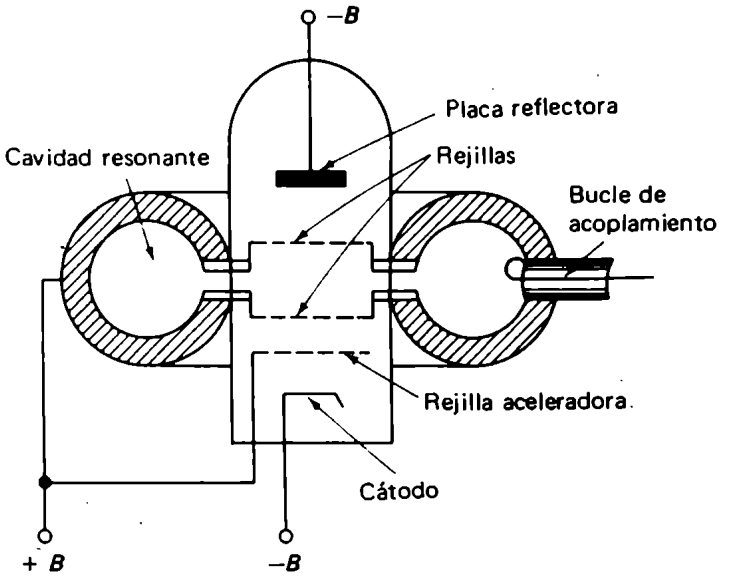


Fig. 11—15. Corte esquemático de un klystron reflex.

Obsérvese que la señal de salida del conversor de la Fig. 11-14 es una FI de 70 MHz con límites de bandas de 66 y 74 MHz. Esta señal de FI pasa a un amplificador de cuatro etapas, que eleva su nivel. Los circuitos de conexión permiten elegir las señales de excitación del transmisor de microondas. Al circuito del control automático de frecuencia (CAF) llega una muestra de la salida del amplificador de FI, para mantener constante la frecuencia de 4210 MHz del oscilador. Luego, el modulador del transmisor trabaja como conversor para producir la frecuencia de la portadora de microondas que será irradiada. El generador de microondas

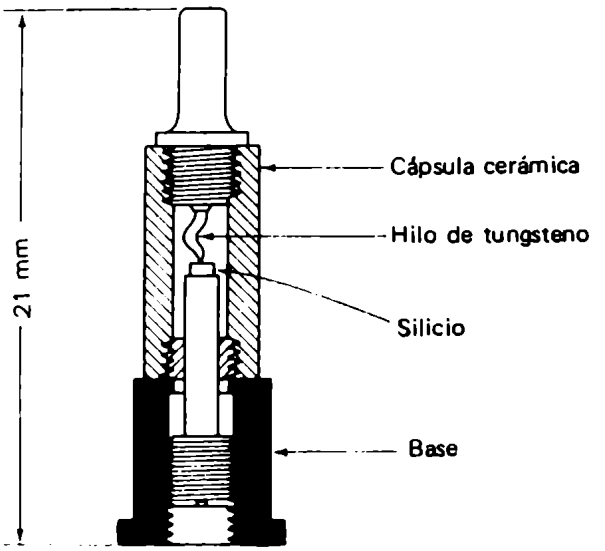


Fig. 11—16. Sección transversal de un diodo de punta de contacto para microondas.

utiliza un cristal de cuarzo que oscila aproximadamente a 18 MHz. Le siguen multiplicadores de frecuencia para producir la portadora deseada. En este ejemplo, la frecuencia del cristal se multiplica por 216. Después, la señal pasa a través de un filtro de paso de banda, que selecciona la banda lateral superior. Este filtro está formado por adaptadores de guías de ondas, pues no se pueden utilizar circuitos sintonizados de construcción común en las frecuencias de microondas. El amplificador del transmisor

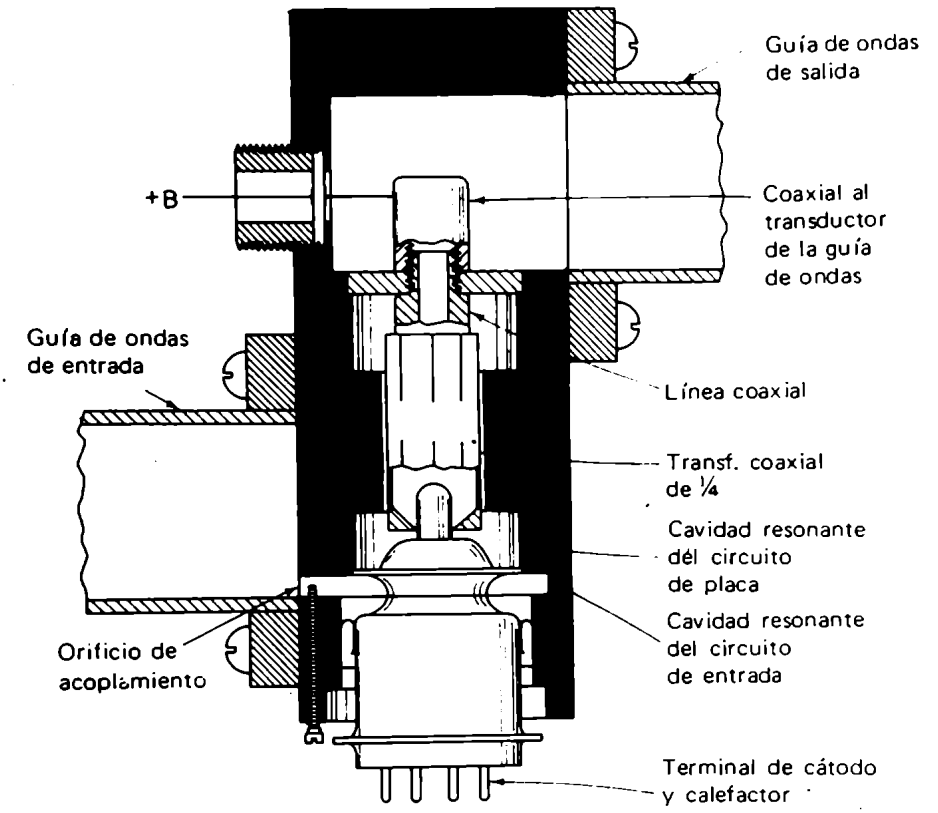


Fig. 11—17. Triodo tipo faro empleado en la amplificación de microondas.

eleva el nivel de la señal hasta medio wat, aproximadamente. En nuestro ejemplo, se supone que se utiliza un triodo del tipo llamado faro, representado en corte en la Fig. 11-17. Finalmente, la señal de FM pasa a un filtro de canales, donde se divide entre otros cinco filtros, siendo después irradiada por la antena.

La Fig. 11-18 es el diagrama en bloques de un receptor de FM para microondas. Las señales que recibe la antena se separan mediante filtros de canal, que trabajan como sección preselectora. La salida del filtro pasa a través de otro filtro de supresión de frecuencia imagen que suprime todas las señales que se diferencian en 140 MHz de la frecuencia de la señal. El conversor comprende seis diodos de contacto como el de la Fig. 11-16, para desplazar las frecuencias de los canales hacia la banda de FI de

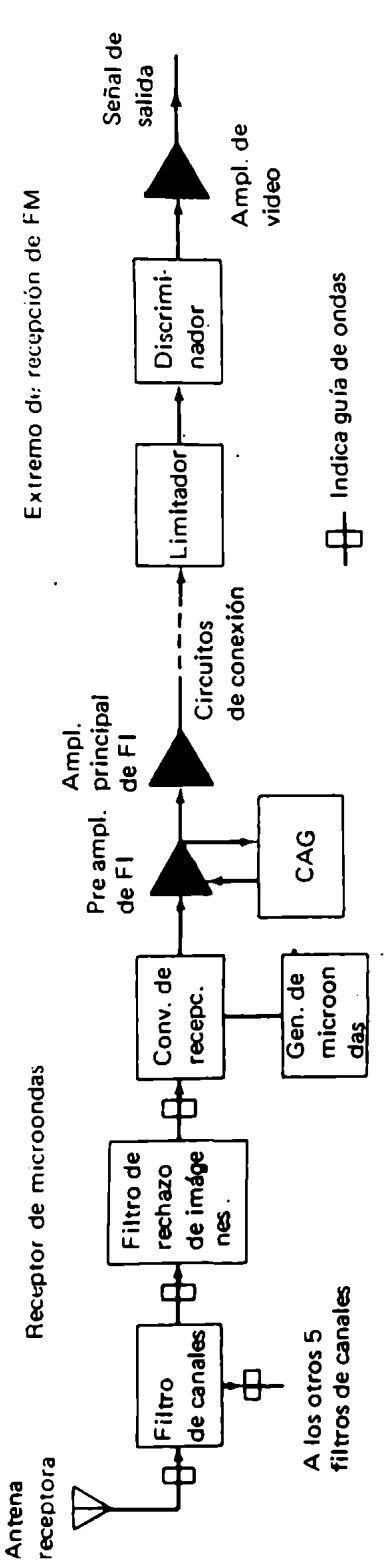


Fig. 11—18. Diagrama en bloques de un receptor de FM para microondas.

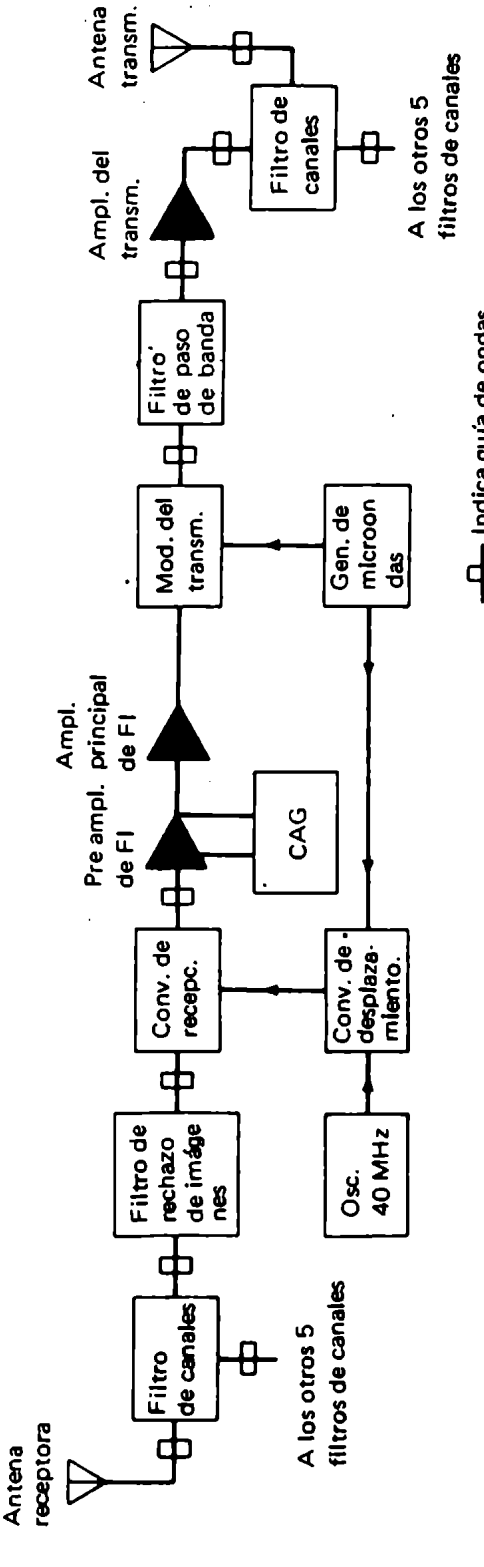


Fig. 11—19. Diagrama en bloques de una repetidora auxiliar.

70 MHz. En la sección principal de la FI se emplea CAG para compensar la acción del debilitamiento de las señales. La demodulación de FM es común, excepto el amplio paso de banda del discriminador, que es de 4 MHz, aproximadamente. La tensión de la señal de salida es de unos 2 volts entre picos. Mediante un amplificador de video se aumenta la amplitud de la señal de salida del discriminador.

Las estaciones repetidoras de microondas se sitúan a una distancia aproximada de 40 km a lo largo de la trayectoria de los radio enlaces. Se emplean estaciones principales y auxiliares. Las primeras tienen circuitos de conmutación y de ramificación, mientras que las segundas solamente reciben, amplifican y transmiten la señal. Como ejemplo de estación principal. El receptor de microondas de la izquierda de la Fig. 11-18 podría conectarse con el transmisor de la Fig. 11-14. Mediante conversores, se desplaza 40 MHz la frecuencia de las señales que reciben las repetidoras. La Fig. 11-19 representa el diagrama en bloques de una repetidora auxiliar. Se emplea un solo generador de microondas para el conversor del receptor y el modulador de transmisión. El desplazamiento de frecuencia de 40 MHz se obtiene heterodinando la salida del generador de microondas con la del oscilador de 40 MHz.

Como se dijo anteriormente, los filtros de canales emplean circuitos híbridos de guía de ondas, en lugar de circuitos de conexión normal con inductancia y capacitancia concentrada en sus componentes adecuados. En la Fig. 11-20 puede verse un circuito híbrido realizado con guías de ondas, y el circuito común análogo. La energía de microondas que entra al brazo C se divide por igual entre A y B; sin embargo, ninguna porción de esta energía puede entrar al brazo D. Aplicando energía de microondas en D, se dividirá por igual entre A y B, sin que pueda entrar al brazo C. Obsérvese que aplicando energía a C, las salidas de A y B estarán en oposición de fase. En cambio, aplicando energía a D, las salidas de los brazos A y B estarán en fase entre sí. Aplicando tensiones en fase entre A y B, habrá salida en C, pero no en D. Inversamente, aplicando tensiones en oposición de fase entre A y B, habrá salida en D, pero no en C.

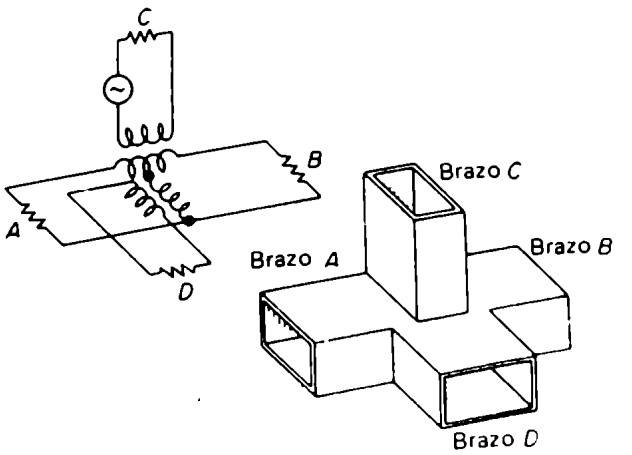


Fig. 11—20. Sistema híbrido de guía de ondas y esquema equivalente.

Los sistemas híbridos con guías de ondas pueden disponerse para obtener efecto de filtro, como se ve en la Fig. 11-21. La energía de microondas de la antena entra en el brazo superior C y se divide por igual entre A y B. No hay salida en el brazo D. Las guías de ondas de los brazos

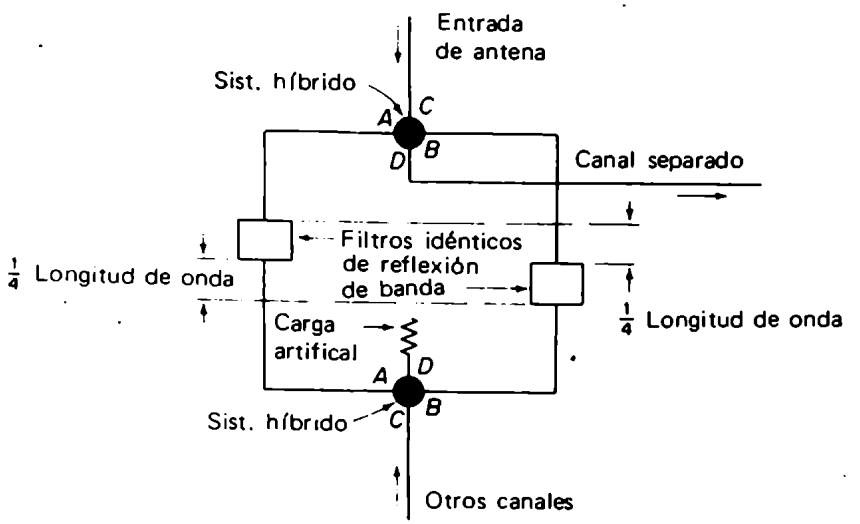


Fig. 11—21. Sistemas híbridos de guía de ondas dispuestos como filtro.

A y B tienen filtros de reflexión de banda, sintonizados para reflejar la banda de frecuencias de un canal de microondas; las otras frecuencias pasan a través de los filtros de reflexión. En consecuencia las frecuencias de la banda del canal reflejado vuelven al sistema híbrido donde entran por A y B. Obsérvese que uno de los filtros de reflexión de bandas están un cuarto de longitud de onda más cerca que el otro. Por lo tanto, la energía reflejada por éste tiene que recorrer una trayectoria más larga que el primero (una longitud de onda). Quiere decir que las ondas reflejadas tienen una diferencia de fase de 180 ° entre A y B, con el resultado que estas ondas salen por D para su aplicación al receptor.

Obsérvese que la energía que no ha sido reflejada por los filtros sigue circulando y entra en fase a los brazos A y B del segundo sistema híbrido. Por lo tanto esta energía sale por el brazo C desde donde circula hacia otro sistema híbrido análogo que tiene filtros de reflexión sintonizados para reflejar la banda de frecuencias de otro canal de microondas. Entonces la energía del canal correspondiente pasa a un segundo receptor de microondas y el resto a través de filtros de reflexión. Este proceso de preselección se repite en sistemas híbridos sucesivos con filtros de reflexión, hasta haberse separado todos los canales, dirigiéndolos a sus respectivos receptores.

11.5 Reparación de equipos para radiotelefonía comercial

Una característica distintiva de los sistemas de radiotelefonía comercial es la red alámbrica relacionada con los transmisores y receptores de radio. La

reparación de los equipos de radio propiamente dichos se hace siguiendo las normas explicadas en los capítulos anteriores. Pero la localización de fallas en las redes alámbricas requiere técnicas e instrumentos diferentes, y procedimientos de prueba por comparación. Es fundamental la medición de resistencias, empleándose el puente de Wheatstone en lugar del óhmetro. Los puentes proporcionan una exactitud considerablemente mayor en la medición de resistencias. Algunas de las pruebas y análisis de las fallas de las líneas son sencillas, mientras que otros son más complicados. Entre las fallas básicas podemos citar circuito abierto, corto circuito, y conductores a tierra. Los ensayos pueden hacerse mediante los procedimientos de bucle sencillo, de Varley y de Murray. A veces se necesitan mediciones de capacitancia.

El ensayo mediante el procedimiento de bucle sencillo sirve para medir la resistencia del bucle (o anillo) y se realiza como indica la Fig. 11-22. En este ejemplo se supone que hay un corto circuito en un par, a cierta distancia de uno de los extremos. Siendo conocida la resistencia por kilómetro de los conductores, es fácil calcular la distancia al corto circuito desde el punto de medición. Un corto circuito puede ser "directo", ésto es, sin presentar resistencia apreciable, pero también los hay con una resistencia cuyo valor no se conoce. En este caso será necesario efectuar

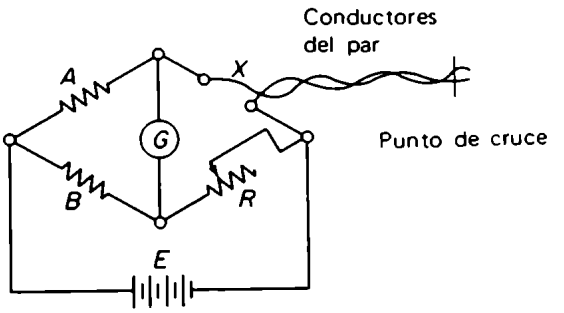


Fig. 11—22. Medición de la resistencia de un par hasta el punto de cruce mediante el puente de Wheatstone.

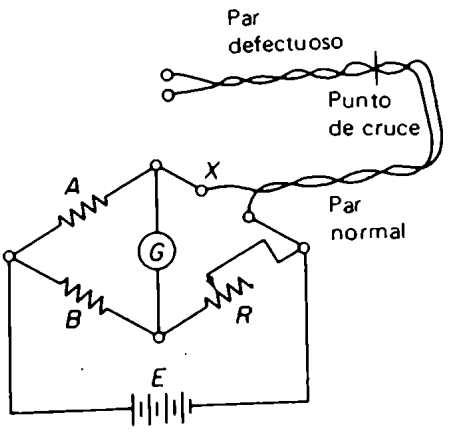


Fig. 11—23. Otro método para determinar la resistencia del bucle.

dos mediciones, siendo lo más sencillo efectuar una de ellas estando el extrèmo distante en circuito abierto y el otro en corto circuito. Si los valores obtenidos son iguales, es evidente que el corto circuito es directo; de lo contrario, el corto circuito tiene resistencia.

Hay dos métodos para localizar un cruce que tiene resistencia. Si es posible medir desde cada uno de los extremos de la línea, se procede como si el corto circuito fuese directo, obteniéndose dos resultados diferentes. Como que se conoce la resistencia de la línea, ya se tienen datos suficientes para calcular dónde se ha producido el cruce. Si no puede hacerse la medición desde cada uno de los extremos de la línea, puede emplearse el método representado en la Fig. 11-23, siempre que se disponga de un par de buenas condiciones en el cable que contiene el par averiado. Se conectan juntos los dos pares en uno de los extremos, y desde el otro pueden hacerse las mediciones como en el caso anterior.

Refiriéndonos también a la Fig. 11-23, supongamos ahora que el par disponible en buenas condiciones no siga el mismo recorrido que el defectuoso. En este caso, será preciso determinar la longitud del par en buen estado. Se hace fácilmente, poniendo en corto circuito el extremo y midiendo la resistencia con el puente. Después podrá calcularse el punto del cruce, al saber la longitud del par en buenas condiciones. Basándose en los principios acabados de exponer, pueden también localizarse uniones defectuosas en los conductores. Se necesita disponer de tres conductores, uno de los cuales tiene la unión deficiente. Esta da lugar a una diferencia o desequilibrio de resistencias, que permite situar la conexión defectuosa.

En la Fig. 11-24 se ha representado el circuito llamado fantasma, formado mediante los cuatro conductores pertenecientes a dos pares. El circuito fantasma es el superpuesto a otros dos, llamados circuitos laterales. Cada uno de los pares es de por sí un circuito, pero el mismo trabaja como uno de los conductores del circuito fantasma. Conviene que haya buen equilibrio de resistencias entre A y B. Para comprobarlo, se conecta el puente de Wheatstone en A, poniendo en B todos los conductores en corto circuito. Se verifican cuatro mediciones de resistencia del anillo, entre los conductores 1 y 2, 2 y 3, 1 y 3 y 1 y 4. Si las cuatro mediciones dan resultados casi iguales, el equilibrio es satisfactorio. En cambio, si dos de las mediciones indican menor resistencia, significa que habrá alguna conexión defectuosa. Puede escribirse un sistema de tres ecuaciones para hallar el conductor que ocasiona el desequilibrio. No obstante, puede también identificarse observando simplemente las ecuaciones. Consideremos, por ejemplo, las siguientes ecuaciones:

$$L_1 + L_2 = 90 \text{ ohms}$$
$$L_2 + L_3 = 90 \text{ ohms}$$
$$L_1 + L_3 = 88 \text{ ohms}$$
$$L_1 + L_4 = 88 \text{ ohms}$$

Una conexión defectuosa origina mayor resistencia, luego es evidente que las dos primeras ecuaciones están demostrando el inconveniente. Además, L_2 es común a ambas, por lo tanto se podrá asegurar que la falla

está en este conductor. Y como que en estas mediciones la diferencia es de 2 ohms, ésta será la resistencia de la conexión defectuosa. De esta manera se ha podido identificar el conductor en el que se encontraba el defecto; pero basándose en estas mediciones no se puede saber dónde está.

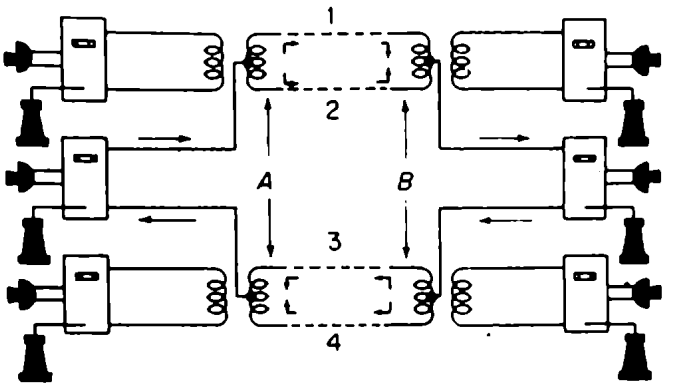


Fig. 11—24. Circuito fantasma.

Otro tipo de inconveniente en las líneas ocurre cuando un conductor tiene conexión con tierra. En la Fig. 11-25 se representa la disposición de Varley para localizar esta clase de falla. Para efectuar esta prueba, se pone en corto circuito el extremo distante del par; a las dos ramas A y B del puente se les da el mismo valor. Una vez equilibrado, se mide la resistencia x. La distancia hasta la conexión a tierra d es igual a $l - x$. El valor de l se conoce, porque es igual a la mitad de la resistencia del anillo. Este método admite algunas variantes, pero no proporcionan ningún otro dato adicional. Cuando la línea está cortada en algún punto, no se pueden hacer mediciones de resistencias. Midiendo capacitancias puede localizarse el lugar donde se encuentra el defecto.

Las mediciones de capacitancia se basan en la capacitancia distribuida que tiene todo conductor que forma parte de una línea o de un cable. Se emplea un puente de capacitancias, análogo al que se utiliza en las

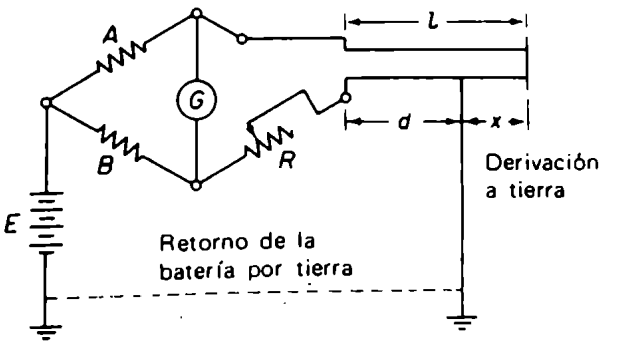


Fig. 11—25. Prueba de Varley para determinar una derivación a tierra en una línea.

reparaciones de equipos de radio. Conociendo la capacitancia por kilómetro de una línea es fácil averiguar el lugar en que está cortada, midiendo la capacitancia. Si la distancia es corta, el factor de potencia de la línea será prácticamente igual a cero. En cambio, si la falla se encuentra a bastante distancia, el factor de potencia puede ser apreciable. En este caso se emplea un puente de capacitancias con una rama preparada para compensar el factor de potencia; de lo contrario el valor medido tendría algún error. Habiendo resistencia en serie o en paralelo de cierta importancia con el capacitor que forma la línea, no se obtendría indicación de cero en un puente común. Por eso debe emplearse el puente con una rama para compensar el factor de potencia, que permite equilibrar el puente hasta obtener lectura cero.

La Fig. 11-26 indica la disposición básica del puente de capacitancias, con la condición para lectura cero. Los puentes empleados en los laboratorios de radio tienen un potenciómetro calibrado que corresponde a R1 y R2 en la configuración básica. El mando del potenciómetro está calibrado, indicando directamente en una escala los valores de capacitancia medidos. Obsérvense ahora los diversos circuitos de la Fig. 11-27. Se emplean para equilibrar combinaciones desconocidas de resistencia y capacitancia. En el circuito (a), se desconocen Rx y Cx; Rs y Cs son los patrones del puente. Si R1 y R2 son iguales, el puente se equilibra cuando Rx es igual a Rs y Cx es igual a Cs; obsérvese que RxCx y RsCs están en serie. En el circuito (b), el puente no indica directamente los valores de Rx y Cx, sino los valores de la combinación RC en paralelo. Estos valores se relacionan con los de RC en serie mediante el gráfico (e). En el circuito (c), el puente tampoco indica directamente los valores de Rx y Cx, sino los valores de la combinación RC equivalente. En el circuito (d), el puente se equilibra cuando Cx es igual a Cs y Rx igual a Rs.

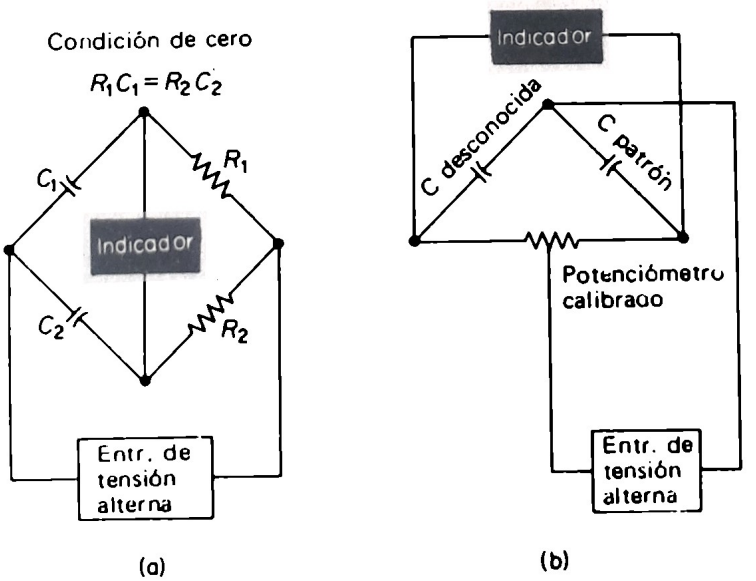


Fig. 11—26. Disposición básica de un puente de capacitancias: (a) Circuito; (b) Circuito utilizado para el servicio de equipos de radio.

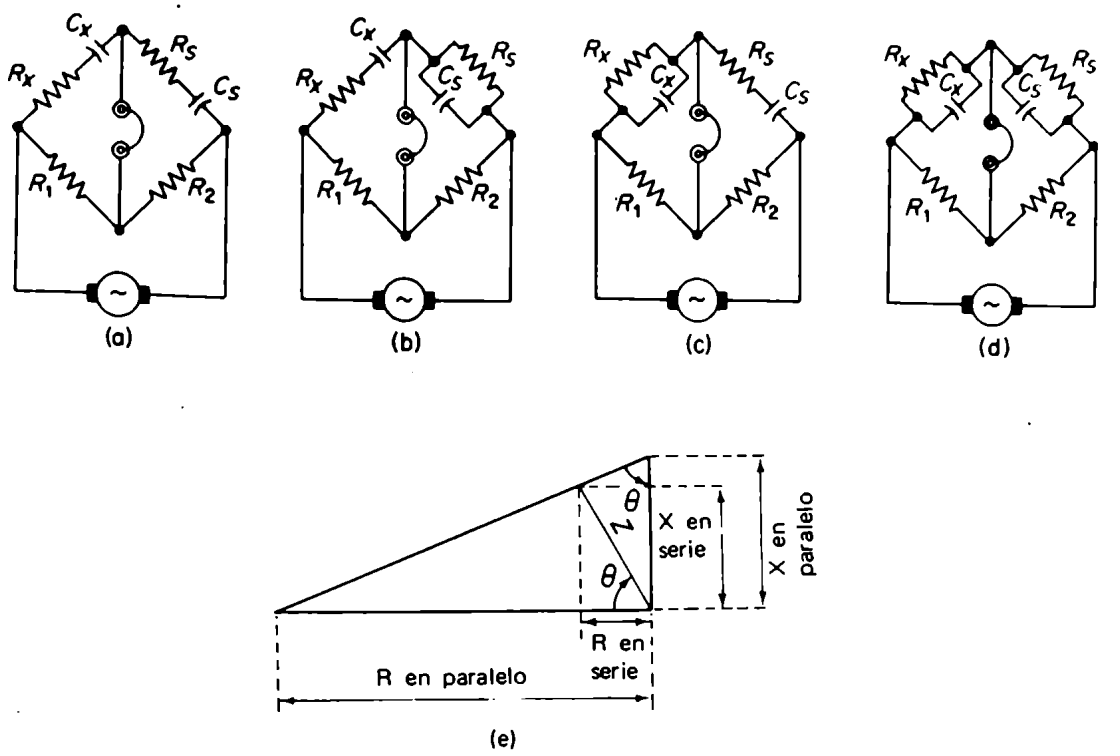


Fig. 11—27. Circuitos fundamentales del puente y correspondencia de los valores normales R y C: (a) R y C desconocidos, en serie; (b) Equivalente en paralelo de R y C, desconocido; (c) Equivalente en serie de R y C, desconocido; (d) Paralelo de R y C, desconocido; y (e) Solución gráfica en los casos de equivalente en serie o en paralelo.

En la práctica, la capacitancia y la resistencia puede presentarse formando combinación en serie, en paralelo o en serie-paralelo. Puede convenir averiguar los valores reales de C y R en una combinación serie o paralelo. Cuando hay que medir un factor de potencia, Rs y Cs se conectan siempre en serie, calibrándose la escala para leer el factor de potencia, en tanto por ciento. La combinación CsRs ha de ser la misma que CxRx para que el puente permita medir directamente los valores de R y C. Cuando se emplea una combinación de CxRx en serie-paralelo, se miden generalmente los valores equivalentes CsRs en serie. Entonces, conociendo suficientemente la relación CxRx, pueden calcularse los valores C y R.

Comunicaciones Espaciales por radio

12.1 Consideraciones generales

En las comunicaciones hacia el espacio extraterrestre intervienen los mismos principios fundamentales estudiados en los capítulos anteriores. Además, la gran distancia a que se realizan las comunicaciones así como la necesidad de reducir al mínimo el tamaño y peso de los equipos de a bordo y también el máximo aprovechamiento de la energía eléctrica, obteniendo al mismo tiempo gran seguridad, imponen condiciones muy especiales. Se emplean varias frecuencias dentro de las regiones de MHz y GHz. Los navíos espaciales no pueden contar con antenas muy elaboradas, pero las estaciones terrestres emplean grandes antenas muy sensibles para la recepción y transmiten con elevados niveles de potencia. La Fig. 12-1 representa una gran antena de apertura adecuada para la comunicación con satélites. Las comunicaciones con las zonas muy distantes del espacio exterior exigen la utilización de antenas de apertura de tamaño poco común, como los radio-telescopios. La mayor antena de este tipo tiene un diámetro de unos 305 metros. Trabajando con un receptor que emplea amplificador maser paramagnético refrigerado, del que hablaremos más adelante, puede captar señales de 10^{-19} wats.

La Fig. 12-2 representa esquemáticamente el sistema de radiocomunicaciones de la misión Apolo. Se utilizan las bandas de VHF y la S. Como indica la Tabla 12-1, la banda de VHF abarca desde 30 hasta 300 MHz. La banda S se emplea mucho en los radares y ocupa la región de 3000 MHz (3 GHz); por lo tanto, la banda S está dentro de la región de SHF (frecuencias super altas) que abarca desde 3 hasta 30 GHz. Como representa la Fig. 12-3, se emplean pulsos de radar para rastrear a las naves espaciales y conocer el lugar de su trayectoria en que se hallan. Si se necesita alguna corrección de la ruta, los controles de mando envían pulsos mediante su transmisor, que actúan automáticamente sobre los dispositivos de dirección de la nave espacial. Estos pulsos son análogos, en esencia, a los puntos de las comunicaciones radiotelegráficas, de que hablamos anteriormente. Los sistemas de comunicaciones espaciales proporcionan

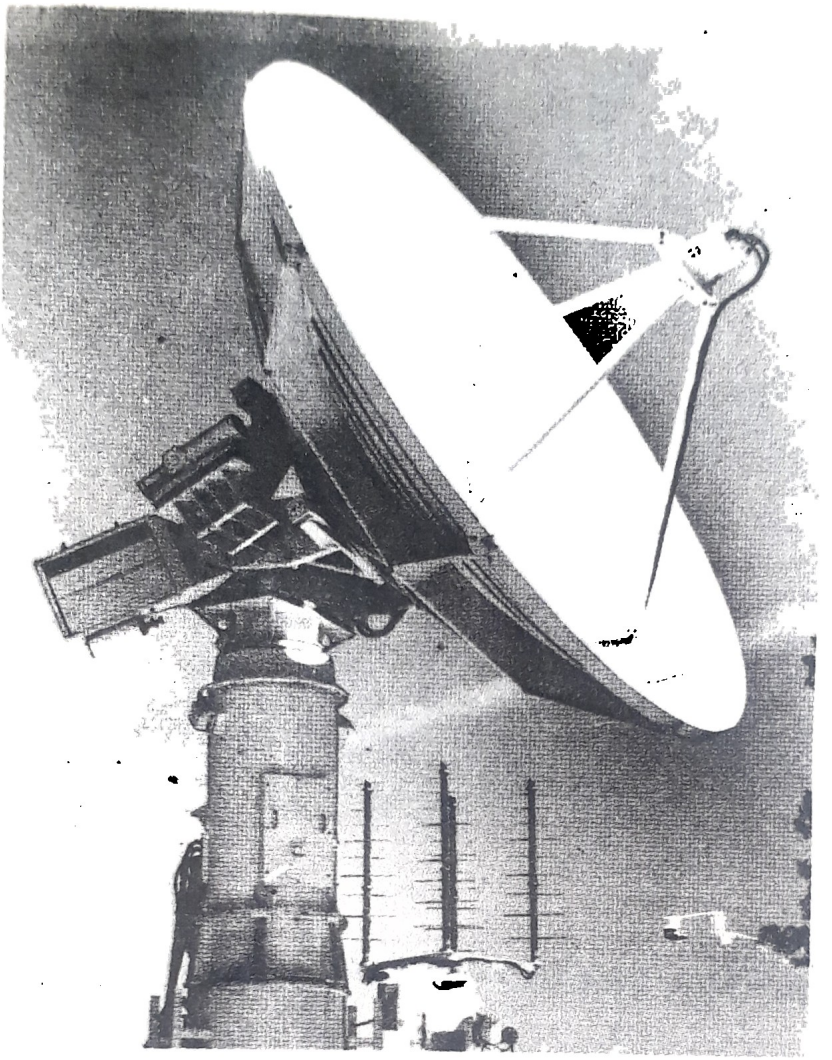


Fig. 12—1. Antena de gran abertura.

canales telefónicos, de modo que la estación se comunica en forma bilateral con los astronautas. Hay también equipos telemétricos que mediante pulsos transmiten automáticamente datos físicos tales como temperatura, intensidad del campo magnético y muchos más. De esto hablaremos más adelante.

12.2 Amplificador maser paramagnético con refrigeración

Dijimos anteriormente que las señales provenientes del espacio exterior pueden tener un nivel de potencia tan débil como es el de 10^{-19} wats. Los amplificadores de microondas que deban procesar esta señal han de tener un nivel de ruido extremadamente bajo, siendo el maser el más adecuado para este objeto, a pesar de su tamaño relativamente grande, como

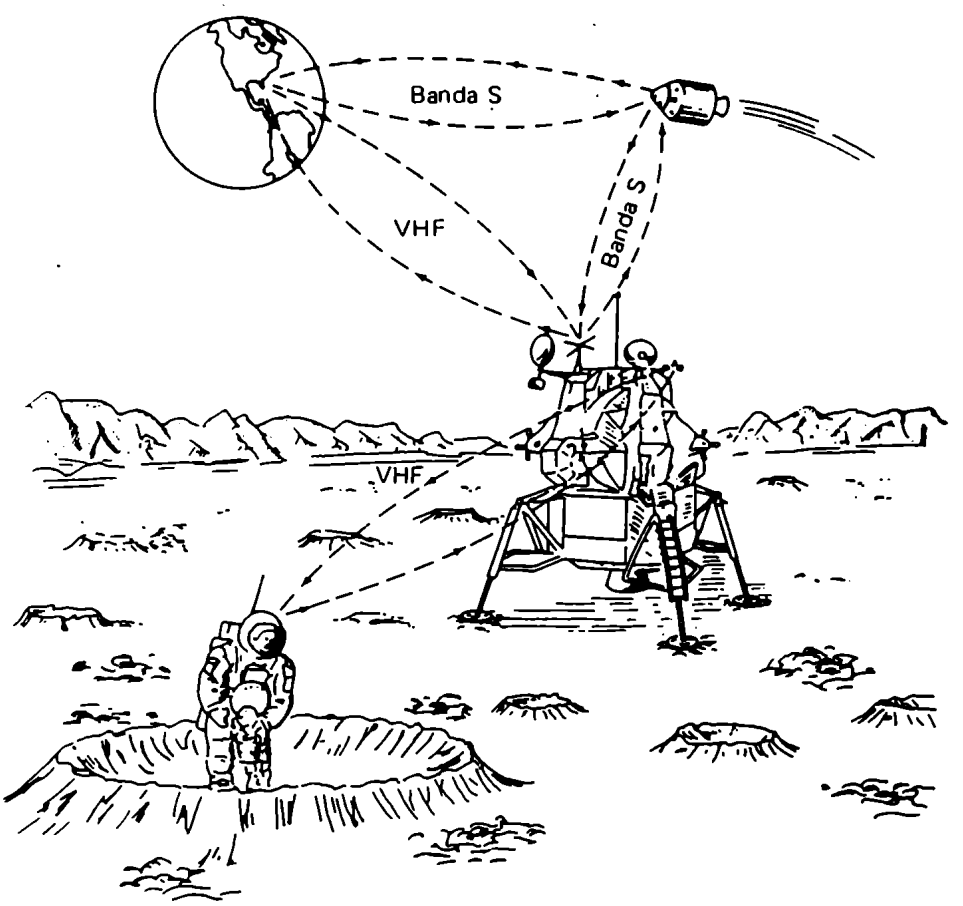


Fig. 12—2. Sistema de radiocomunicaciones de la misión Apolo.

TABLA 12–1

BANDAS FUNDAMENTALES DEL ESPECTRO DE FRECUENCIAS

Frecuencias para energía eléctrica	15 a 1000 Hz
Frecuencias de audio (AF)	20 a 20.000 Hz
Frecuencias de video	5 a más de 4,5 MHz
Muy bajas frecuencias de radio	10 a 30 kHz
Bajas frecuencias de radio	30 a 300 kHz
Frecuencias medias de radio	300 kHz a 3 MHz
Frecuencias elevadas de radio	3 a 30 MHz
Frecuencias muy elevadas de radio (VHF)	30 a 300 MHz
Frecuencias ultra-altas de radio (UHF)	300 MHz a 3 GHz
Frecuencias super-altas de radio (SHF)	3 a 30 GHz
Frecuencias extremadamente altas de radio (EHF)	Microondas 30 a 300 GHz

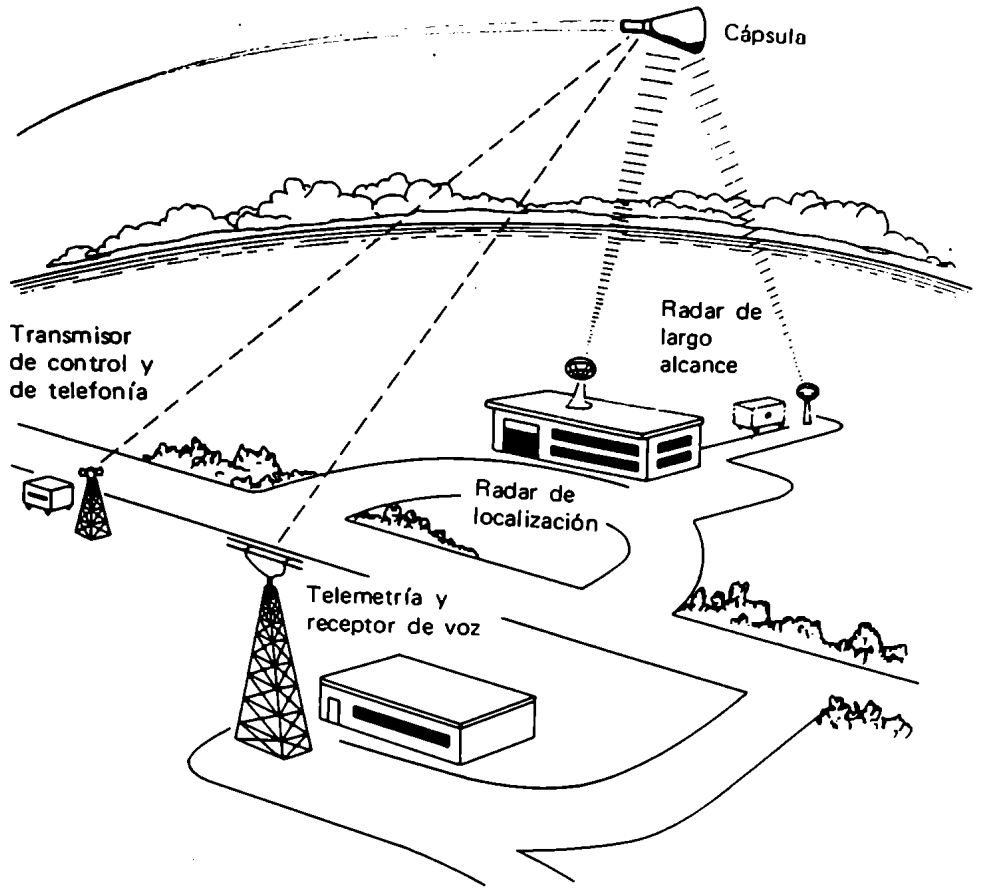


Fig. 12.—3 Sistemas de telefonía, comando, telemetría y radar para misiones espaciales.

TABLA 12–2

Banda	Longitud de onda	Frecuencia central
P	300 MHz	1 metro
L	900 MHz	33 cm
S	3,000 MHz	10 cm
C	5,000 MHz	6 cm
X	10,000 MHz	3 cm
K	20,000 MHz	1.5 cm
Q	40,000 MHz	0.75 cm

también su peso y complejidad. Estas características no tienen importancia tratándose de estaciones terrestres. Se utilizan masers de estado sólido; consisten esencialmente en cristales de rubí (zafiro) ligeramente impurificados con cromo. Este tipo de cristal es paramagnético (débilmente magnético) y la intensidad del campo magnético dentro del que trabaja determina su ancho de banda como amplificador. Los electrones orbitales del cristal pueden ocupar uno o los dos niveles de energía de la estructura cristalina. La aplicación de un campo magnético da por resultado dividir en cuatro estos dos niveles de energía. Inyectando energía de microondas de frecuencia adecuada a un maser, los átomos pueden pasar del nivel de energía 1 al 2, al 3 o al 4. Luego, cuando estos átomos ceden energía, pueden radiar una cantidad igual a la diferencia de energía entre los niveles 3 y 2. Como que a los diferentes niveles de energía corresponden frecuencias diferentes, los átomos del maser pueden pasar a un nivel energético superior mediante energía de microondas de una frecuencia, radiando energía amplificada en otra frecuencia.

Para obtener de un maser una amplificación apreciable, es necesario "bombear" al cristal. Quiere decir que se le debe aplicar energía de microondas de una fuente local para elevar el nivel energético de sus átomos. Además del bombeo, debe refrigerarse el maser por inmersión en helio líquido, cuya temperatura está cerca del cero absoluto. Este intenso enfriamiento no solo aumenta la amplificación, sino que reduce el ruido

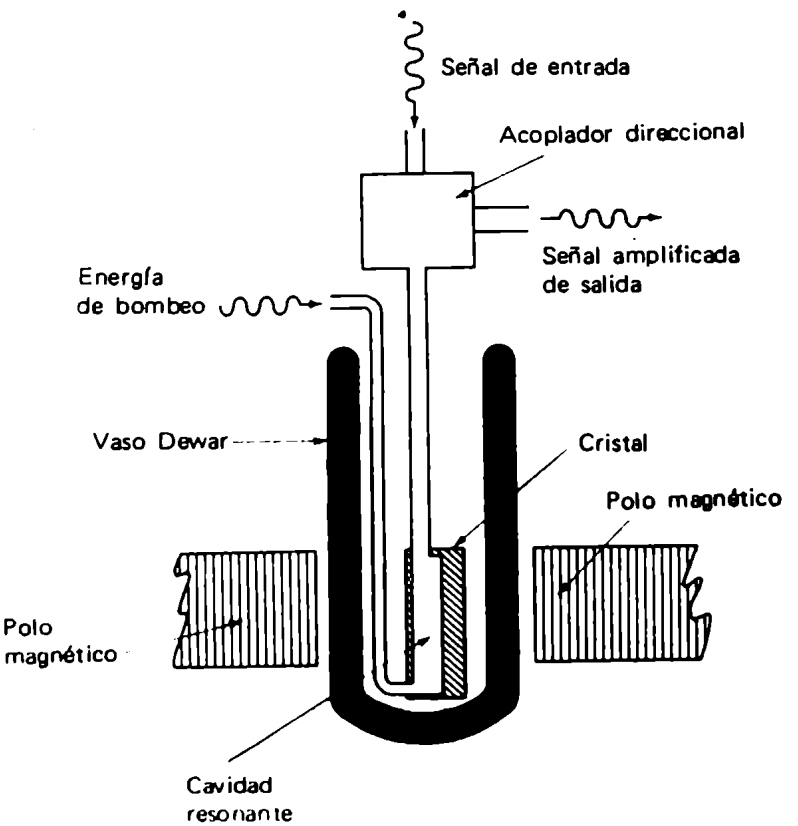


Fig. 12—4. Croquis de un maser de niveles múltiples.

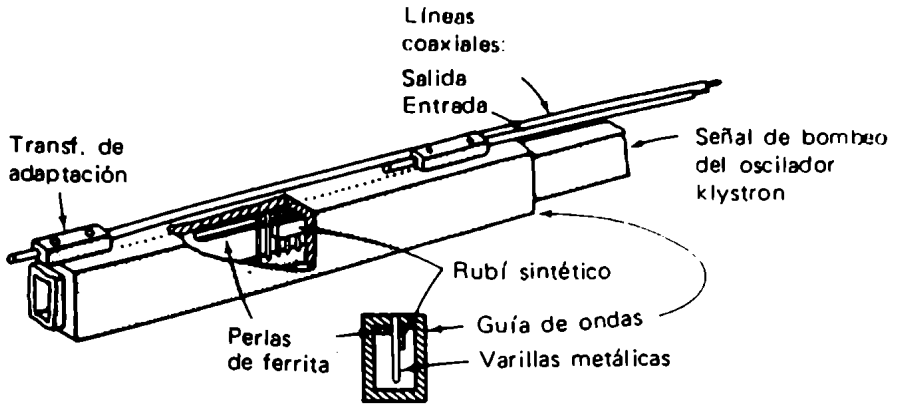


Fig. 12—5. Croquis de un maser de onda progresiva.

interno del cristal a límites despreciables. Esto se debe a que en las cercanías del cero absoluto (—273 °C) desaparecen prácticamente los movimientos al azar de los electrones. Habiendo elevado los niveles de energía de los átomos del maser mediante el bombeo y enfriamiento combinados, la energía de las microondas que se reciben activan a los electrones, obteniéndose una señal amplificada cuando dichos electrones irradian energía al caer a los niveles inferiores. Observemos que "maser" es un acrónimo que proviene de "microwave amplification by stimulated emission of radiation", ésto es, amplificación de microondas por emisión estimulada de la radiación.

Cuando los electrones pasan a un nivel energético superior a causa de la energía de microondas bombeada, la separación entre los dos niveles debe corresponder a la frecuencia cuya amplificación se desea. De lo contrario, la frecuencia de la señal de microondas que se recibe no activaría a los electrones, que caerían a un nivel energético inferior. Por lo tanto, para sintonizar al maser a la frecuencia de la señal recibida, es indispensable regular con gran precisión la intensidad del campo magnético dentro del que trabaja el cristal. En la Fig. 12-4 puede verse esquemáticamente una de las primeras formas de maser, llamado de niveles múltiples. La cavidad resonante es efectivamente un circuito sintonizado que acepta la frecuencia de la señal que se recibe. Se inyecta energía al cristal mediante una guía de ondas de bombeo. La señal recibida se introduce a través de otra guía de ondas. Entonces el cristal irradia una señal amplificada con diferente frecuencia, la que se desplaza hacia el acoplador direccional. Como se explicó en el capítulo anterior, el acoplador direccional trabaja como sistema híbrido que distribuye las diferentes señales. De esta manera la señal amplificada pasa a una guía de ondas donde se obtiene aquélla cuya frecuencia interesa.

Veamos ahora el funcionamiento del maser de onda progresiva representado en la Fig. 12-5. Observemos que el cristal está instalado a lo largo de la pared de una guía de ondas. La señal de bombeo, la de entrada y la de

salida atraviesan todas ellas esta guía de ondas. La señal de entrada se introduce por uno de los extremos, y la de bombeo por el otro; la señal de salida aparece en el último de estos extremos. Al lado del cristal y a lo largo de la guía de ondas, hay una serie de varillas metálicas que tienen por objeto disminuir la velocidad del flujo de energía de microondas, para que disponga de más tiempo para reaccionar con los electrones del cristal. Es esencial que la señal amplificada por el cristal se dirija hacia el extremo de salida de la guía de ondas. Esto se logra mediante una fila de perlas de ferrita paralelas al cristal, a lo largo de la pared de la guía. La amplificación proporcionada por un maser es aproximadamente igual a 3000 con una longitud de onda de 5 cm. El ancho de banda normal es de 25 MHz y puede acomodar 7000 canales telefónicos.

12.3 Sistemas telemétricos

La Fig. 12-6 representa la disposición simplificada de un sistema telemétrico. En este ejemplo, un transductor electromecánico transforma una fuerza variable en señales eléctricas que modulan una portadora de RF. En el receptor, un inscriptor registra la envolvente de modulación, dibujando un gráfico según las coordenadas X-Y. El estilete inscriptor, que se desplaza electromagnéticamente, deja el registro de las variaciones de amplitud de la señal. En la práctica se trabaja con un codificador-decodificador que permite incluir varias señales telemétricas en una misma portadora. A este procedimiento se le llama multiplexión de señales.

Observemos el sistema de tres señales representado en la Fig. 12-7. Como que cada una de las fuerzas medidas deben registrarse independientemente en la estación receptora, hay que codificar tres señales separadas en la onda transmitida. Por lo tanto, cada una de las señales deben modular una subportadora, modulándose finalmente las tres subportadoras sobre una sola portadora de RF.

Como ejemplo del proceso de codificación, el codificador 1 puede modular una subportadora de 1,3 kHz; el codificador 2 puede hacerlo con

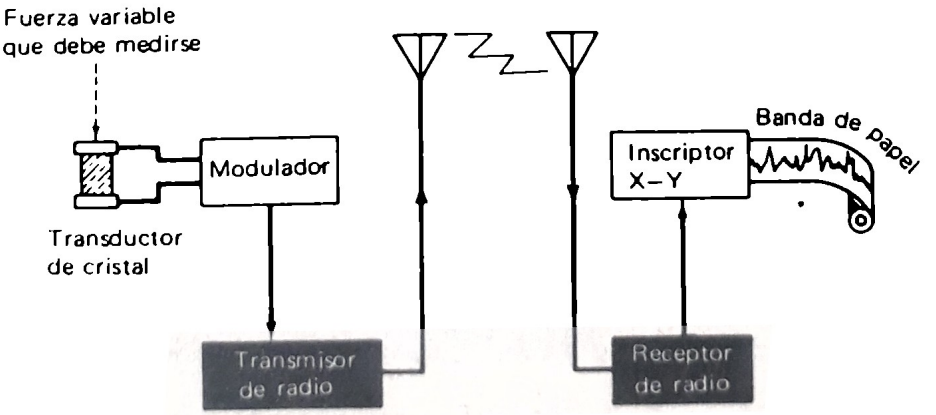


Fig. 12—6. Disposición fundamental de un sistema telemétrico.

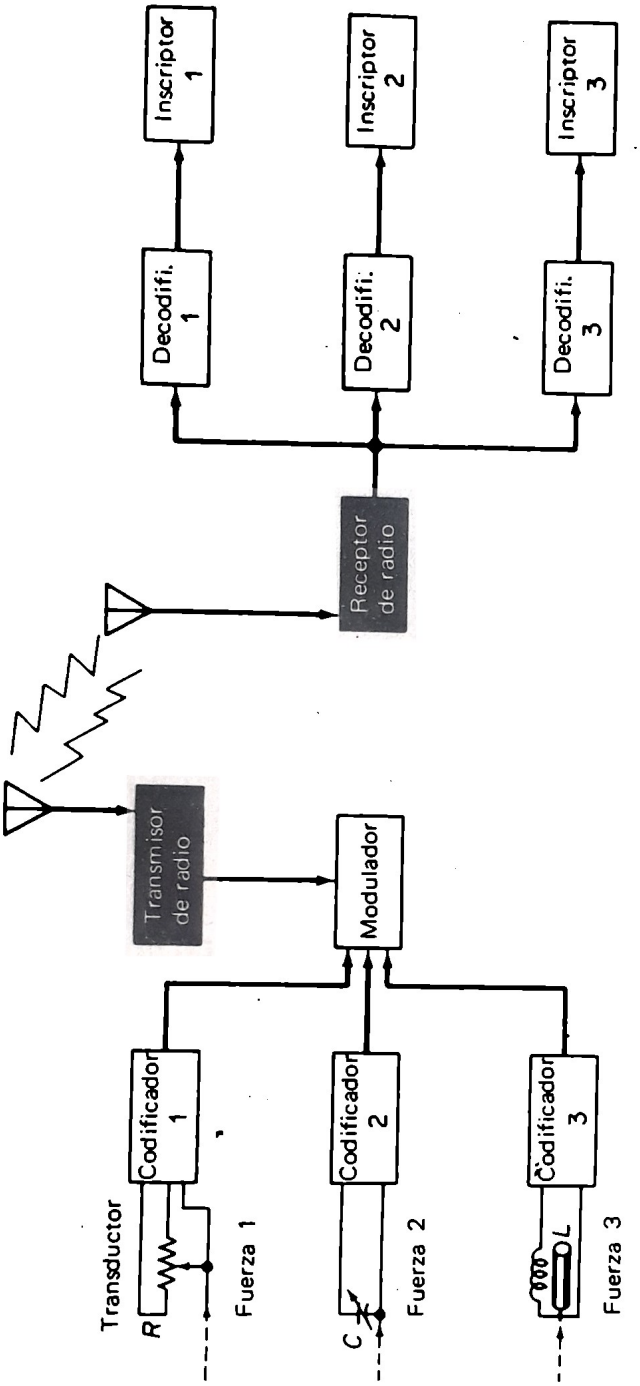


Fig. 12—7. Disposición de un sistema telemétrico de tres señales.

una subportadora de 1,7 kHz y el codificador 3, con otra de 2,3 kHz. En el receptor, el decodificador 1 tendrá un filtro de paso de banda con una frecuencia central de 1,3 kHz; el decodificador 2 lo tendrá con frecuencia central de 1,7 kHz y el decodificador 3 con 2,3 kHz. Entonces la salida demodulada de cada uno de los decodificadores se aplica a los inscripto-

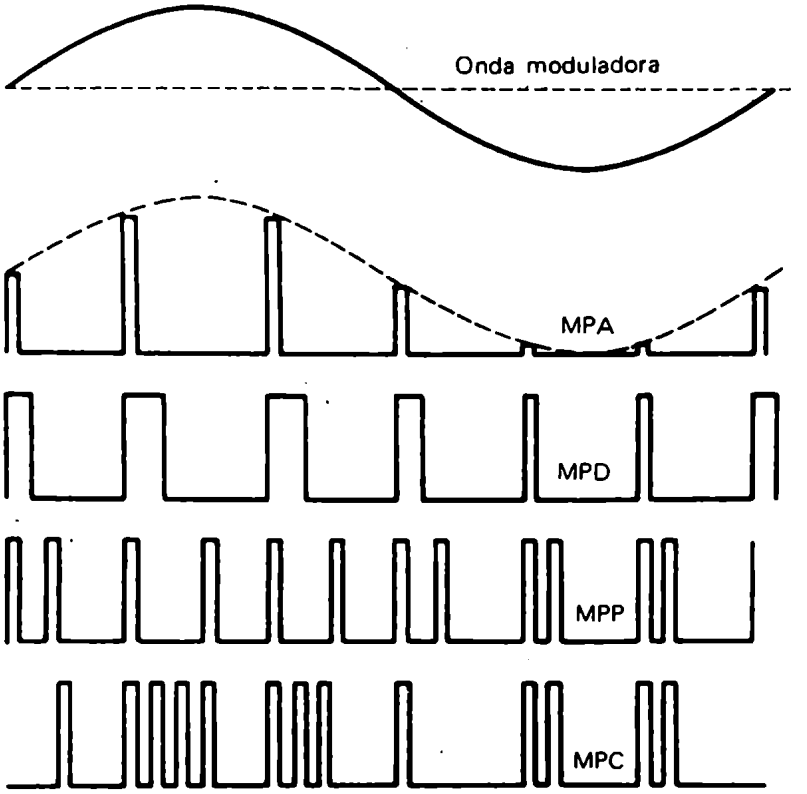
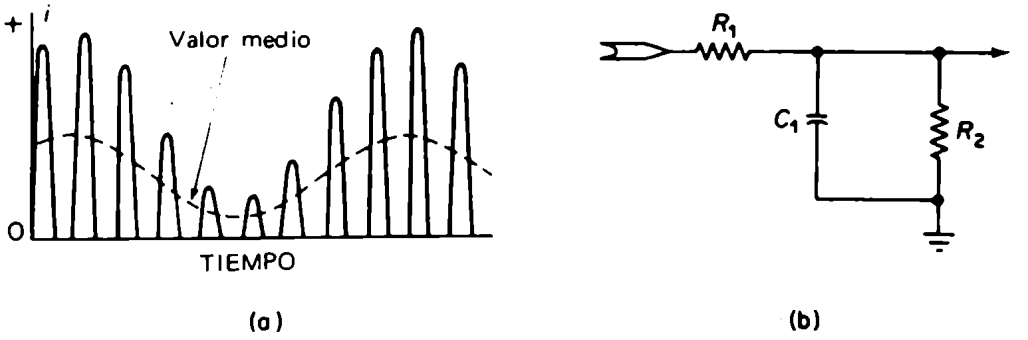


Fig. 12—8. Los cuatro sistemas fundamentales de modulación por pulsos.



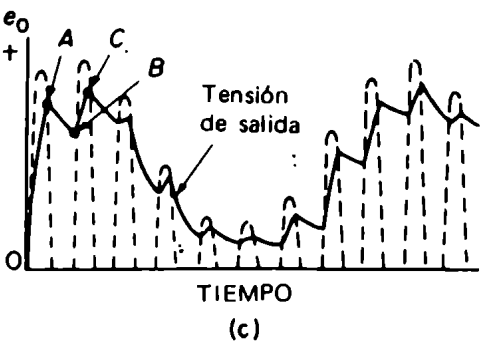


Fig. 12—9. Reconstitución de una onda moduladora: (a) Pulsos de "muestreo" con su valor medio; (b) Filtro RC de paso bajo; (c) Onda de salida del filtro.

res 1, 2 y 3, respectivamente. Las subportadoras pueden modularse en amplitud o en frecuencia. Si las subportadoras están moduladas en frecuencia y la portadora lo está en amplitud, se tendrá un sistema telemétrico FM-AM. También podría utilizarse un sistema AM-FM, así como FM-FM. Se emplean además otros sistemas de modulación de mayor complejidad.

En los sistemas telemétricos se utilizan varios tipos de modulación por pulsos. En la Fig. 12-8 pueden verse los principales. La modulación de pulsos en amplitud (MPA) se emplea generalmente en las comunicaciones telefónicas. Obsérvese que la amplitud de los pulsos corresponde a la amplitud instantánea tomada en sucesivos intervalos en la onda moduladora. A su vez, la onda de pulsos, demodulada en el receptor, reproduce la onda moduladora, como indica la Fig. 12-9. La modulación de pulsos de duración (MPD) emplea pulsos de ancho variable y amplitud constante. El ancho de cada pulso es proporcional a la amplitud instantánea de la onda moduladora. En la modulación MPD los pulsos se suceden con intervalos uniformes. En cambio, en la modulación de pulsos en posición (MPP) los pulsos se suceden según intervalos irregulares. Estos pulsos tienen amplitud y ancho constantes, pero se suceden con intervalos de tiempo proporcionales a la amplitud instantánea de la onda moduladora. Finalmente, la modulación de pulsos codificados (MPC) es básicamente un sistema de cuantificación. Quiere decir que se toman muestras de la onda moduladora, asignándose a cada una de ellas un valor tal como 0,1; 0,2; 0,3; etc., que sea el más aproximado a la amplitud instantánea de la onda moduladora. Luego, estos valores se codifican en forma de pulsos ("marca") e intervalos sin pulso ("espacio"). En el sistema MPC binario, estas marcas y espacios corresponden a dígitos binarios. Estas señales binarias pueden procesarse directamente mediante una computadora electrónica.

Una de las ventajas de la modulación por pulsos es que éstos dejan espacios libres, que pueden utilizarse para transmitir otras señales de pulsos sobre la misma portadora. Este método de trabajo se llama multiplexión por tiempo compartido, y también por división de tiempo. Todas las formas de modulación por pulsos exigen anchos de banda grandes, en comparación con otros métodos. Otra de las ventajas de ciertos tipos de modulación por pulsos es la buena relación señal-ruido que se obtiene. Empleando pulsos de amplitud constante, se incluye un limitador en el receptor, para mejorar dicha relación. En algunos sistemas que emplean cierta clase de modulación por pulsos, los equipos son más sencillos y económicos que sus equivalentes para modulación AM o FM. Si bien la modulación por pulsos exige canales con mucho ancho de banda, en la región de las microondas se dispone de un amplio espectro de frecuencias. Por lo tanto, la modulación por pulsos se emplea normalmente en las comunicaciones espaciales y en los sistemas telemétricos.

Examinemos las características esenciales de un sistema de modulación de pulsos en posición (MPP). La Fig. 12-10 representa un tren de pulsos correspondiente a una multiplexión de ocho canales MPP. Cada uno de los pulsos varía de posición para transmitir la información a su canal correspondiente. En el receptor, se necesitan pulsos de identificación para

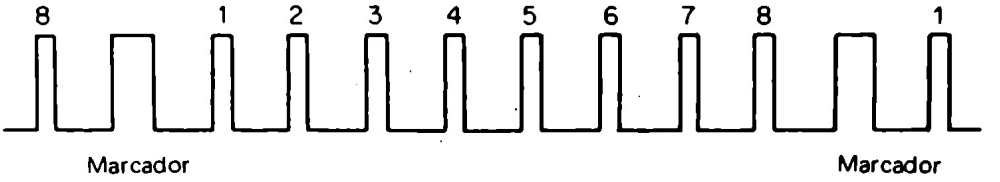


Fig. 12—10. Tren de pulsos de ocho canales multiplexados con modulación de pulsos por posición.

separar adecuadamente los diferentes canales. Para ello, se transmite un pulso "marcador" más ancho, después del pulso del octavo canal y antes del primero. En un sistema de modulación MPP, los pulsos de código pueden tener un ancho igual al 10 % de los intervalos entre pulsos; el ancho es menor cuando se emplean más canales. Los pulsos marcadores tienen generalmente un ancho de 1 microsegundo y un tiempo de repetición de 125 microsegundos. En el proceso MPP, cada pulso se

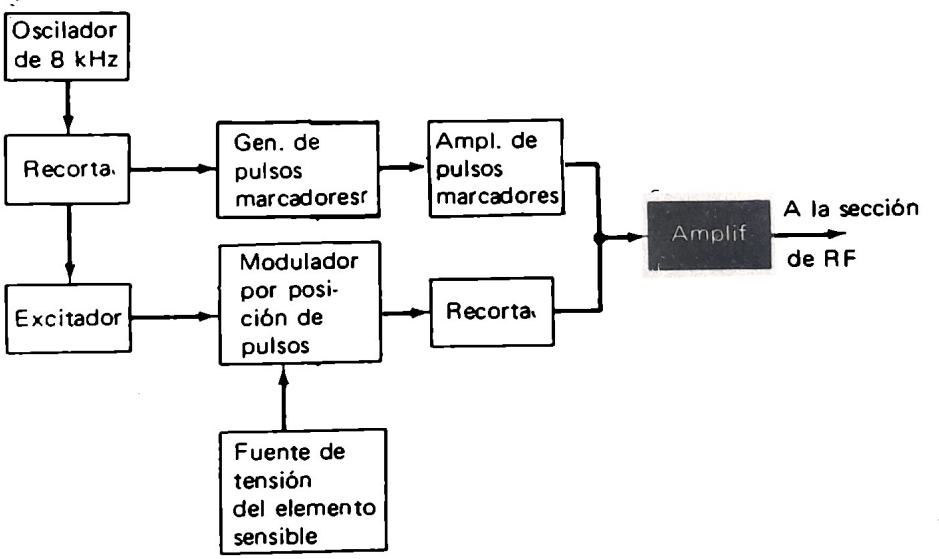


Fig. 12—11. Diagrama en bloques de las secciones de generación de pulsos y de pulsos marcadores.

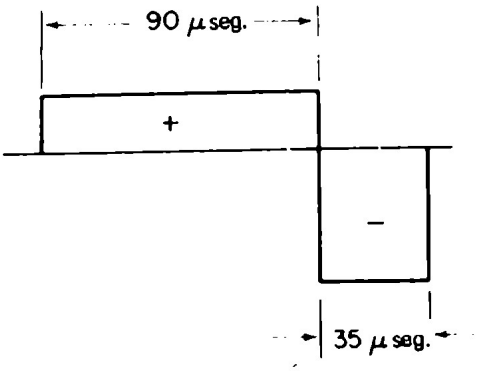


Fig. 12—12, Onda rectangular de salida del oscilador de 8 kHz.

desplaza un máximo de ±6 microsegundos con respecto a su posición nominal. En nuestro ejemplo, cada canal tendría un ancho de unos 15 microsegundos.

Para la transmisión de ondas que tienen componentes con frecuencias hasta 3 kHz, es adecuada una velocidad de muestreo de 125 microsegundos. En la Fig. 12-11 se ha representado un diagrama en bloques de los circuitos empleados para modular pulsos en posición, para un canal. Después de cada tren de pulsos de código se inserta un pulso marcador de 4 microsegundos de ancho. En este ejemplo, la frecuencia de repetición de los pulsos marcadores es de 8 kHz. La salida del oscilador de 8 kHz es una onda rectangular, como se representa en la Fig. 12-12. Para mejorar el tiempo de subida de esta onda, se incluye una etapa recortadora. La salida de esta tapa se inyecta al generador de pulsos marcadores y al excitador.

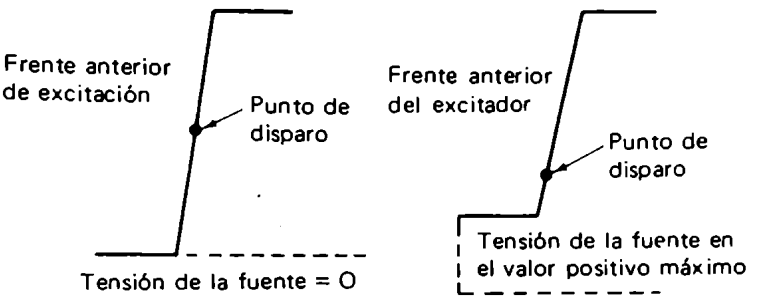


Fig. 12—13. La tensión procedente del elemento sensible hace subir o bajar el punto de disparo.

El generador proporciona pulsos de 4 microsegundos de ancho, y de 2 microsegundos el excitador. El generador de pulsos marcadores y el excitador se disparan simultáneamente; la salida del excitador se aplica al modulador de pulsos en posición. Cada vez que la onda de salida alcanza el nivel de 15 volts, se produce un pulso de código.

El modulador de pulsos en posición trabaja como se ve en la Fig. 12-13. El transductor envía una tensión variable al modulador. Según ésto, la onda de entrada del modulador de la Fig. 12-11 tiene dos componentes, que son la salida del transductor y la del excitador. Como que la onda del excitador tiene un frente anterior en pendiente, el punto de disparo de éste queda determinado por el tiempo que tarda la tensión del sensor (transductor) en elevar el frente anterior sobre cero, Fig. 12-13. Al aumentar la tensión del transductor, el modulador por posición de pulsos se dispara más cerca del frente anterior. Al disminuir la tensión del transductor, el disparo se produce más cerca del final del frente anterior. Entre los valores máximos instantáneos positivo y negativo de la tensión del transductor, se obtiene un margen de disparo de 12 microsegundos. Como representa la Fig. 12-11, los pulsos de código, una vez recortados, se mezclan con los pulsos marcadores. Después, vuelven a recortarse los pulsos combinados antes de su aplicación a la sección de RF. El recortado mejora el tiempo de subida de los pulsos transmitidos.

La amplificación de los pulsos procesados por la etapa moduladora aumenta su amplitud hasta 1 kV. Entonces se aplican los pulsos al cátodo de una válvula klystron, como indica la Fig. 12-14. Esta válvula produce una salida de RF modulada de aproximadamente 1/4 de wat de potencia. En este ejemplo se emplea modulación de amplitud. En el receptor hay que separar los pulsos de los canales antes de aplicarlos a los ocho circuitos de salida. La Fig. 12-15(a) representa uno de los trenes de pulsos de entrada. Los pulsos de código de cada canal se separan por conmutación electrónica. Se distribuyen en el tiempo pulsos de separación para que coincidan con los pulsos de código que deben separarse. Luego se amplifican los pulsos separados, inyectándose a un integrador que reconstituye la onda original del transductor, como se ve en la Fig. 12-9. Esta onda reconstituida puede exhibirse en la pantalla de un osciloscopio, o registrarse en un inscriptor. En la Fig. 12-15(b) se ha dibujado un diagrama en bloques del decodificador de canales. En este ejemplo, el sistema receptor emplea ocho decodificadores. Cada uno de ellos trabaja en forma análoga, a excepción de los tiempos en que se suceden los pulsos de separación.

Como puede observarse en la Fig. 12-15(b), el tren de pulsos que se recibe se inyecta a un selector de marcadores, después de haber sido amplificado. La amplitud de los pulsos es entonces de 10 volts, aproximadamente. Los pulsos procedentes del primer amplificador tienen polaridad; negativa. Si bien los circuitos decodificadores pueden dispararse mediante el frente anterior o el posterior de los pulsos, se emplea generalmente el anterior, como en este ejemplo, debido a la mejor relación señal-ruido y a su más rápida excursión. Después, el segundo amplificador de pulsos produce uno cada vez que se dispara. Este es un pulso regenerado, cuya forma es mejor que la del pulso de entrada, especialmente si se procesan señales débiles. Indudablemente, los pulsos regenerados están ligeramente retrasados en el tiempo con respecto a los pulsos que se reciben.

El tercer amplificador de pulsos proporciona pulsos positivos con una amplitud aproximada de 25 volts. Obsérvese que los pulsos negativos de 10 volts se aplican a la sección selectora de marcadores desde el primer amplificador de pulsos. Esta sección emplea un integrador con una constante de tiempo suficientemente larga para que los pulsos de código de 1 microsegundo no actúen sobre el selector de marcadores. Por otra parte, el integrador deja pasar los pulsos marcadores de 4 microsegundos, y el selector responde con un pulso de salida que se aplica al amplificador de

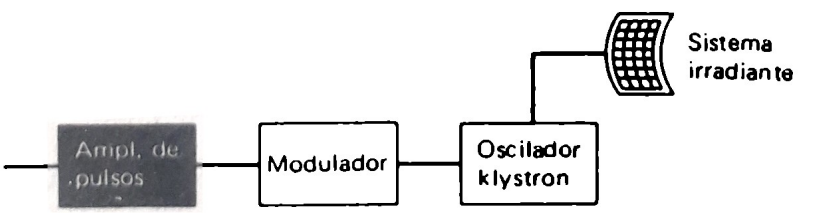


Fig. 12—14. Diagrama en bloques de la sección de salida de un transmisor con modulación por posición de pulsos.

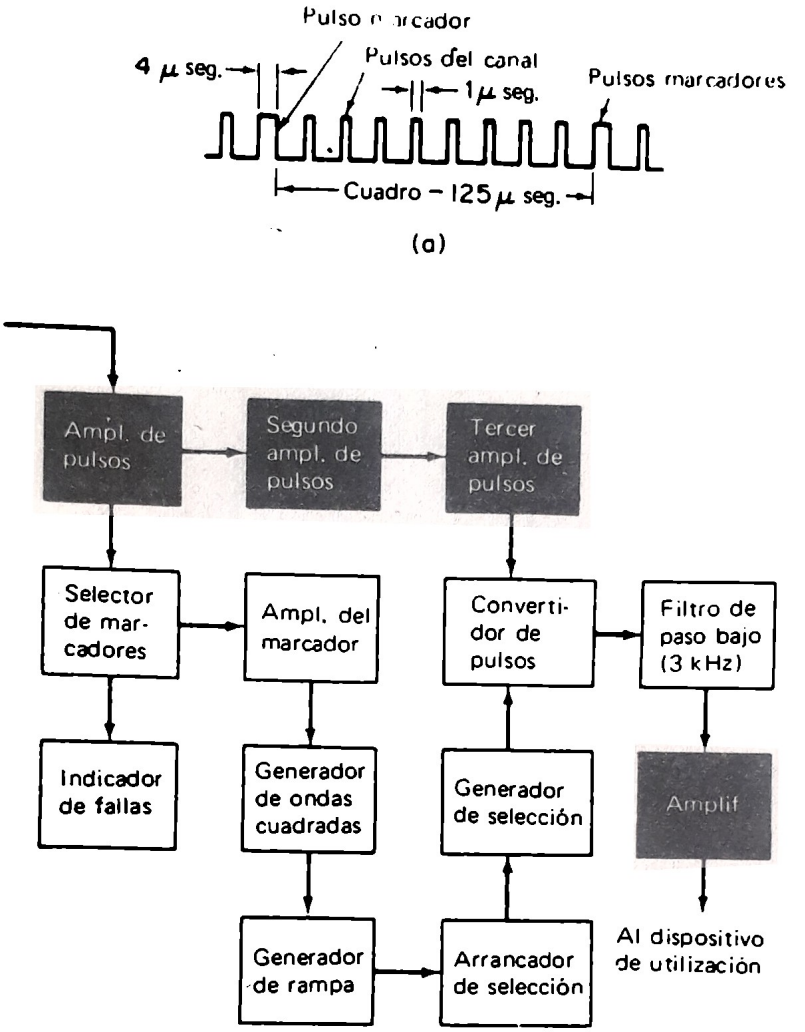


Fig. 12—15. Sistema decodificador de modulación por posición de pulsos para un canal de un sistema multiplex: (a) Señal recibida, formada por trenes de pulsos; (b) Diagrama en bloques del decodificador.

marcadores. Además de su amplificación, la onda adquiere forma cuadrada y así el amplificador de marcadores forma pulsos adecuados para disparar al generador de ondas cuadradas. Este generador trabaja con una frecuencia de 8 kHz y está sincronizado mediante los pulsos marcadores. A su vez, el generador de rampa produce una onda de diente de sierra que se aplica al arrancador de separación. Este arrancador es un amplificador polarizado más allá del punto de corte hasta que se produzcan los pulsos de código. Entonces el arrancador desarrolla una salida que dispara al generador de selección. Este es un multivibrador monoestable que produce pulsos de selección de 13 microsegundos de ancho; coinciden con los de código que deben separarse del tren de pulsos.

Luego, la salida del generador de separación se aplica al convertidor de

pulsos, dando por resultado la onda representada en la Fig. 12-16. En consecuencia, se aumenta la amplitud del pulso de código que interesa hasta la amplitud necesaria para su aceptación por el convertidor de pulsos. El pulso de código cuya amplitud se ha elevado puede ocupar cualquiera de los intervalos de 1 microsegundo dentro del pulso de separación de 13 microsegundos. Como se dijo anteriormente, la posición de los pulsos de código depende de la tensión del transductor en el instante de tomar la muestra. De acuerdo a ésto, el convertidor de pulsos reproduce el nivel de

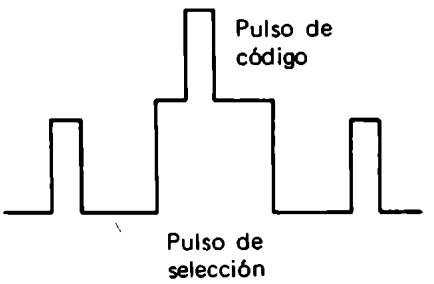


Fig. 12—16. El pulso de selección eleva el nivel del pulso de código.

tensión del transductor. Se emplea un multivíbrador biestable disparado por el frente anterior de los pulsos de código y detenido por el frente posterior de los pulsos de separación. En consecuencia, los pulsos de salida tienen un ancho entre 1 y 12 microsegundos. Posteriormente, los pulsos de salida pasan a través de un integrador para reproducir el nivel de tensión del transductor al tomar las muestras.

12.4 Reparación de equipos de microondas

La medición de la relación de ondas estacionarias es uno de los procedimientos fundamentales de ensayo en los equipos de microondas. El dibujo de la Fig. 12-17 representa un ejemplo de relación de ondas estacionarias de 3:1. Quiere decir que la relación entre la corriente máxima y la mínima, en la guía de ondas, es igual a 3:1. La relación entre las ondas de tensión es también de 3:1; por lo tanto, la relación de ondas estacionarias podrá medirse indistintamente, como relación de tensión o de corriente. Para medir la relación de ondas estacionarias en las guías de ondas, se emplea el detector de ondas progresivas, como el dibujado en la Fig. 12-18. Tiene una ranura para permitir el desplazamiento del detector a lo largo de la guía de ondas midiendo los valores máximo y mínimo de la corriente, que aparecen indicados en un instrumento. La Fig. 12-19 representa una disposición común de detector de ondas progresivas con su émbolo de sintonía y detector de cristal. En la Fig. 12-20 puede verse la construcción de un detector de cristal para microondas.

La medición de la longitud de onda de trabajo es también esencial en

los ensayos de equipos de microondas. En muchos casos puede obtenerse mediante el detector de ondas progresivas. Como que la indicación de un mínimo es más precisa que la de un máximo, la longitud de onda se

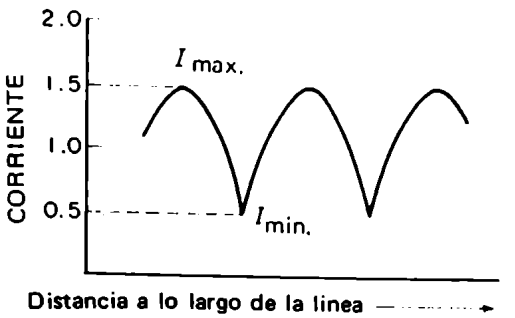


Fig. 12—17. Relación de ondas estacionarias 3:1.

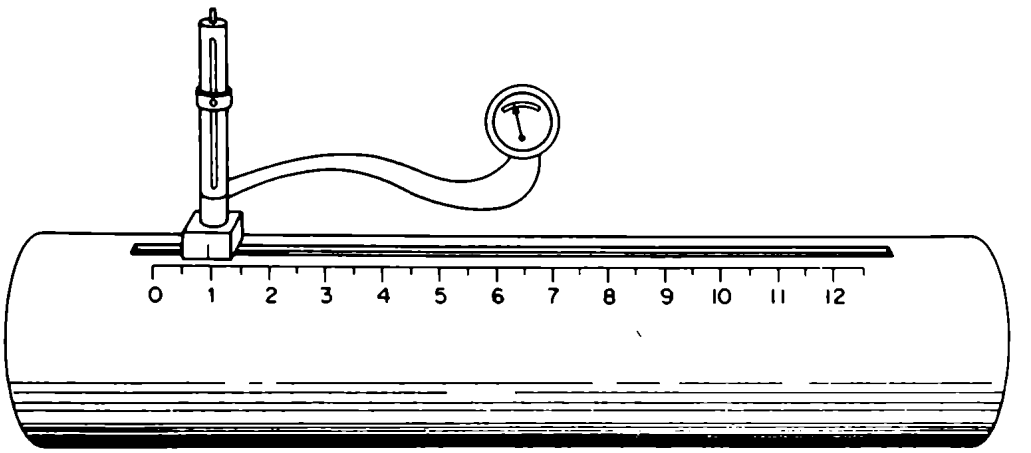
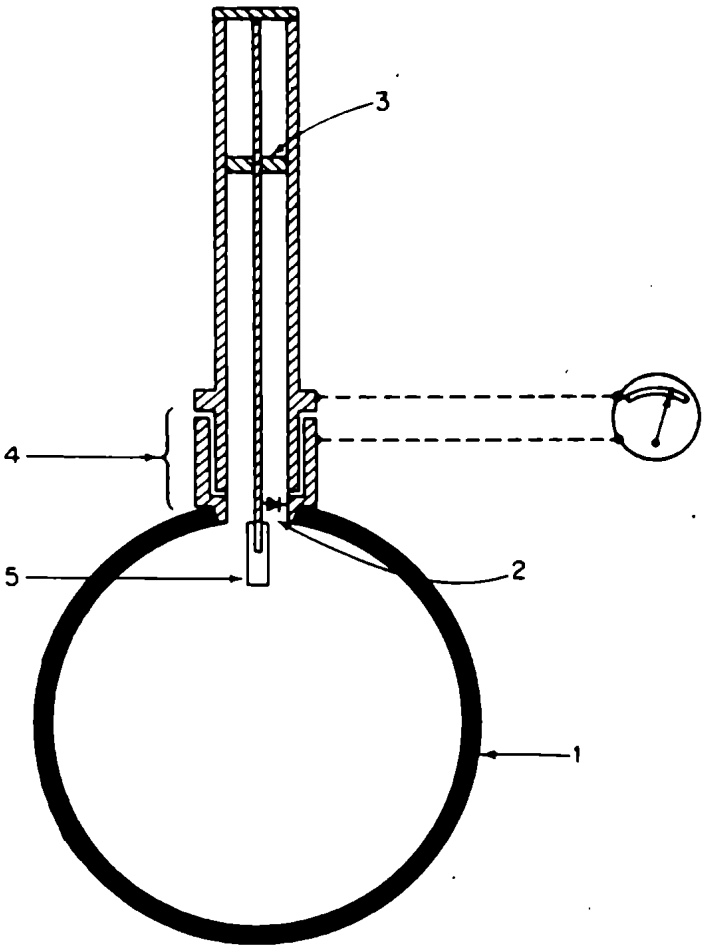


Fig. 12—18. Detector de ondas progresivas para aplicación en guías de ondas.

obtiene midiendo la distancia entre dos mínimos de energía en la guía de ondas. La longitud del detector de ondas progresivas depende de la clase de equipo a que se destina. Por ejemplo, para la banda S la longitud necesaria sería de 15 a 20 cm, pero alcanzará solamente a 2 o 3 cm si tiene que emplearse exclusivamente en la banda Q. Puede calibrarse al detector de ondas progresivas para indicar el nivel de energía que lo atraviesa. Esta medición da resultados exactos solamente en el caso de que la terminación de la guía de ondas proporcione una relación de ondas estacionarias prácticamente igual a 1:1.

Se utilizan demoduladores con semiconductores para indicar el tanto por ciento de modulación y la envolvente de modulación en la pantalla de un osciloscopio. La potencia se mide con el bolómetro, instrumento que consiste básicamente en un puente de microondas con uno de los brazos que varía su resistencia en proporción a la energía de RF que pasa por el mismo. Por ejemplo, el óxido de uranio, que generalmente no se utiliza

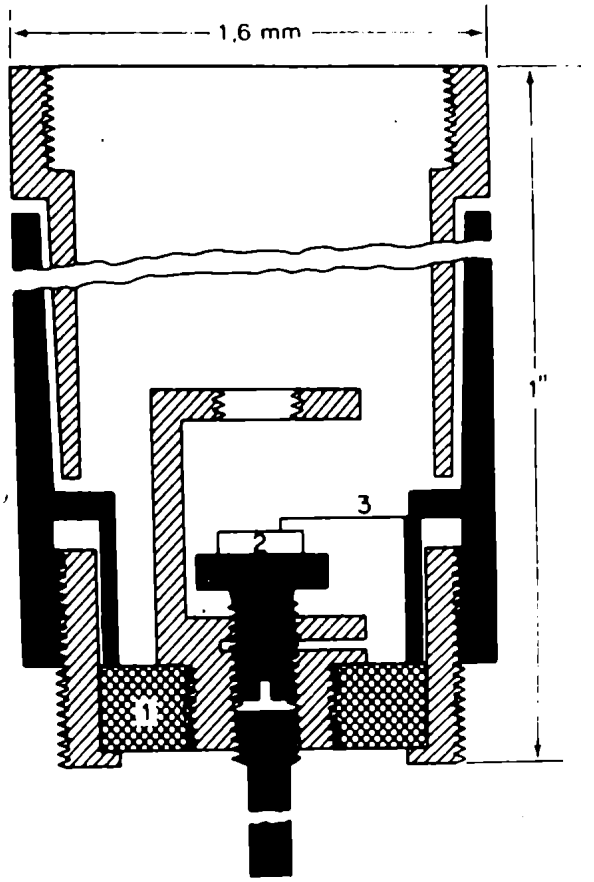


1 — guía de ondas
2 — diodo de cristal
3 — émbolo de sintonía
4 — capacitor de paso
5 — tubo del extremo de la varilla

Fig. 12—19. Disposición común de un detector de ondas progresivas.

como demodulador o rectificador, es en cambio muy adecuado para la medición de la potencia. Tiene un coeficiente negativo de resistencia muy pronunciado, y colocado en una guía de ondas, como indica la Fig. 12-21, se calienta apreciablemente incluso con una potencia de RF del orden de una centésima de miliwat. Al disminuir su resistencia, puede medirse su nuevo valor mediante el puente de Wheatstone. Este puede estar calibrado directamente en unidades de potencia. El bolómetro puede compararse con un par termoeléctrico, porque no tiene limitaciones relativas a la frecuencia. Calibrándolo para baja frecuencia, sirve igualmente para mediciones de alta frecuencia.

Algunos tipos de bolómetro emplean elementos de resistencia con coeficiente positivo. Trabajan de manera análoga a los de resistencia negativa, pero su resistencia aumenta a medida que se calienta por efecto



1 – aislador cerámico 2 – cristal
3 – alambre de contacto

Fig. 12—20. Construcción típica de un detector de microondas.

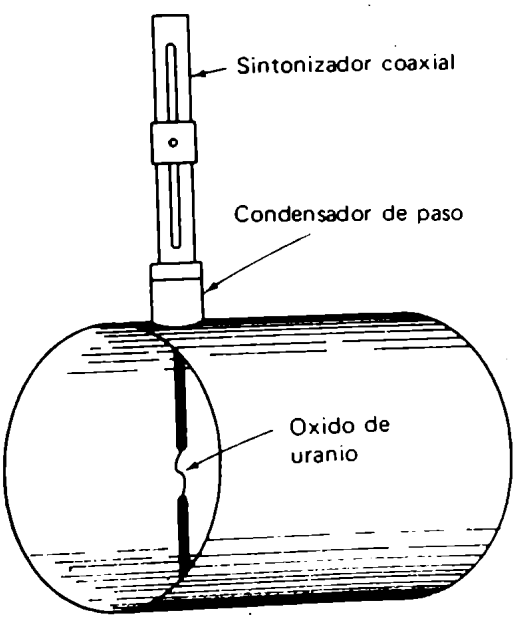


Fig. 12—21. Disposición característica de un bolómetro.

de la energía de RF. Los bolómetros de coeficiente positivo de resistencia se emplean para potencias de mucho nivel, mientras que los de coeficiente negativo se prestan muy bien para mediciones de potencias débiles. Los bolómetros responden lentamente a las variaciones de nivel; por lo tanto, no se emplean para mediciones de modulación.

En la reparación de equipos de microondas se emplean generadores adecuados para estas frecuencias. Su construcción difiere de la empleada en los generadores de señales de tipo común en que el circuito interno está formado por guías de ondas. Los osciladores emplean válvulas klystron o del tipo faro. La mayoría de los generadores de señales para microondas tienen modulación de 1 kHz con onda senoidal o cuadrada. Hay generadores especiales para los sistemas de modulación de pulsos que hemos mencionado anteriormente. Son muy útiles para el análisis de equipos telemétricos y sus transmisores y receptores. Para la medición de la relación de ondas estacionarias se emplean frecuentemente medidores llamados de cociente, en lugar de detectores de ondas progresivas. Los medidores de cociente indican la relación entre dos acopladores direccionales de un reflectómetro, indicando directamente la ROE. Los acopladores direccionales se construyen soldando entre sí dos secciones de guía de ondas, disponiendo orificios de acoplamiento entre ellas, como indica la Fig. 12-22. De esta manera, hay acoplamiento de la energía de microondas a la guía secundaria. Obsérvese que si los dos orificios están separados una distancia igual a un cuarto de longitud de onda, la mayor parte de la energía acoplada lo será hacia adelante. En la guía de ondas secundaria hay una carga resistiva en el extremo posterior, para impedir la reflexión de energía, absorbiéndola. Dos acopladores direccionales dispuestos simétricamente y con dos diodos semiconductores pueden utilizarse para medir la energía en sentido directo y en sentido inverso, o indicar su relación, que es la ROE. Esta disposición recibe el nombre de reflector.

La frecuencia se mide empleando frecuencímetros, además de la determinación directa que puede hacerse mediante el detector de ondas progresivas explicado anteriormente. Los frecuencímetros para microondas acostumbran ser del tipo ondámetro, con resonador de cavidad y émbolo de sintonía y un indicador de resonancia. En esencia, es un ondámetro de absorción. El indicador de resonancia es generalmente un semiconductor detector y microamperímetro. Otro tipo de frecuencímetro es el de tipo heterodino, en el cual se heterodina una muestra de la señal con un oscilador local de microondas. Cuando la frecuencia de batido es igual a cero, el mando de sintonía del oscilador indica la frecuencia de la señal. Como oscilador local se emplea una válvula klystron o de tipo faro. También hay diferentes tipos de tubos de ondas progresivas empleados en osciladores de microondas.

Entre las fallas que pueden experimentar los equipos de microondas, podemos citar poca potencia de salida, poca sensibilidad, transmisión fuera de frecuencia, desplazamiento de la frecuencia, mala relación señal-ruido, reproducción incorrecta de las envolventes de modulación, interferencias, distorsión de la voz y funcionamiento intermitente. La falta de potencia de salida de un transmisor se debe generalmente a poca emisión de una válvula klystron. Otras posibilidades son humedad o corrosión en las guías

de ondas o algún defecto mecánico en las mismas, en los resonadores de cavidad o en las secciones de adaptación. Si un resonador de cavidad, por ejemplo, sufre accidentalmente una melladura, cambia su frecuencia de resonancia, con lo cual además de trabajar el transmisor fuera de frecuencia, tendrá poca salida. Al hacer comprobaciones en equipos de microondas, no hay que dejar de tener en cuenta la forma de propagación de estas frecuencias tan elevadas; podría haber algún obstáculo que impidiera la libre circulación de las ondas.

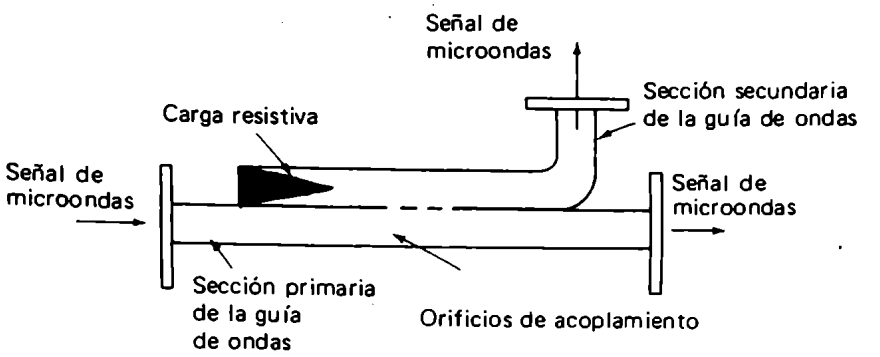


Fig. 12—22. Acoplador direccional para microondas.

La falta de sensibilidad de un receptor puede estar en un diodo demodulador con poca relación de resistencia directa con respecto a la inversa, algún transistor defectuoso, capacitores con pérdidas y averías en otros componentes, como ocurre en cualquier equipo de radio. El corrimiento de frecuencia se debe generalmente a la inestabilidad de un oscilador local. Si se emplea una válvula tipo faro, por ejemplo, se probará cambiándola por otra. Si se considera que la falla está en algún otro lugar, compruébese la fuente de alimentación. Si la tensión se desplaza, también podrá desplazarse la frecuencia de trabajo del oscilador. Cuando se empleen válvulas reguladoras, téngase en cuenta que no es suficiente que se vea luminosidad para considerar que trabajan correctamente. No se pase por alto la posibilidad de fallas elementales, tales como conexiones flojas, acoplamientos demasiado débiles, y otras parecidas.

La poca relación señal-ruido puede ser debida a semiconductores defectuosos, averías en la antena, terminación inadecuada de las guías de ondas, o contactos defectuosos en la sección de entrada. A veces el defecto no está en el receptor, sino en la existencia de campos de ruido anormalmente altos en las proximidades. Para comprobar esta posibilidad, compárese con la relación señal-ruido de otro receptor que se tenga la seguridad de su buen funcionamiento. Una prueba interesante es medir la relación señal-ruido mediante un generador de señales para microondas. Este ensayo elimina la posibilidad de confundir el ruido producido por el receptor con el que pueda provenir del transmisor. Este último puede tener por causas el efecto corona provocado por la alta tensión.

La reproducción incorrecta de los envolventes de modulación, que se

experimenta a veces en los sistemas telemétricos, puede producirse por pérdida de pulsos en algún lugar del circuito o por la respuesta a pulsos accidentales. En ambos casos resultan incorrectos los pulsos de código. La onda reproducida no se ajustará a la original, o si se trata de pulsos digitales, darán resultado equivocado al ser procesados por una computadora. Los procedimientos de localización del inconveniente se basan en las técnicas de seguimiento de la señal, a través del transmisor o del receptor, mediante un osciloscopio de barrido disparado. Es evidente que el seguimiento de la señal en equipos telemétricos exige un conocimiento completo de la función que desarrolla cada una de las secciones. Conviene activar el equipo mediante un generador de pulsos, para disponer de una onda de señal constante que se comprobará a través de los diferentes circuitos.

Las interferencias, distorsión de audio y funcionamiento intermitente se analizan según los mismos principios fundamentales explicados en capítulos anteriores. Las interferencias reconocen el mismo origen, cualquiera que sea la frecuencia de trabajo del equipo. Las secciones de audio empleadas en los equipos de microondas son análogas a las que utilizan los receptores de radiodifusión. El funcionamiento intermitente de transmisores y receptores de microondas se analiza observando las señales en los puntos de prueba, mediante el instrumental adecuado. Las fallas intermitentes se deben a conexiones defectuosas, variaciones por temperatura de ciertos componentes, corrosión en los contactos, desplazamientos bruscos de la frecuencia de los osciladores o fallas en la aislación. La localización de fallas intermitentes es generalmente larga y fastidiosa. Pero empleando sistemáticamente los procedimientos de comprobación, se reducirá al mínimo el número de conclusiones equivocadas a que podría llegarse de no proceder ordenadamente.

Transmisores y Receptores para Aplicaciones Especiales

13.1 Consideraciones generales

Son muchos los receptores empleados para usos especiales, por ejemplo receptores para automóvil, en las bandas de AM y FM, receptores para los servicios metereológicos, receptores para altas frecuencias que abarcan las bandas de los servicios policiales, de incendio, aviación, de la marina, y para las bandas internacionales de ondas cortas. Se emplean extensivamente los radio-teléfonos portátiles, equipos de muy poca potencia que trabajan en la banda ciudadana. Los servicios de investigaciones emplean pequeñas unidades transmisoras y pueden obtenerse también juegos de componentes para armar receptores sencillos, destinados a los que se inician en la electrónica. Aunque todos los receptores trabajan según los mismos principios, cualquiera que sea su objeto, pueden tener diferencias en algunos detalles. Por ejemplo, un receptor para automóvil ha de tener mayor sensibilidad y mejor relación señal-ruido que un modelo de sobremesa. El receptor del automóvil atraviesa zonas de muy pobre recepción, y si no tuviera buena sensibilidad y conveniente relación señal-ruido, el sistema del CAG no podría mantener un nivel de salida satisfactorio en muchas oportunidades. Los equipos para vigilancia, por ejemplo, han de estar en condiciones de trabajar satisfactoriamente sin ninguna atención durante prolongados períodos de tiempo. Así pues, un transmisor miniatura podrá construirse de modo que estando adherido a un microteléfono común, se alimente con la energía de la línea telefónica.

13.2 Receptores de radio para automóviles

Los receptores más utilizados en los automóviles trabajan en la banda de radiodifusión de AM, como el representado en la Fig. 13-1. Está construido para instalar en el tablero, o debajo del mismo. Comprende un altavoz de 10 cm (4 pulgadas). En la Fig. 13-2 se ha dibujado el esquema de un

receptor común para automóvil, de AM. La etapa amplificadora neutralizada de RF está seguida por la sección conversora que produce la salida de FI, de 262,5 kHz. Se emplea este valor porque permite obtener mayor ganancia y selectividad que la frecuencia común de 455 kHz. Las bobi-

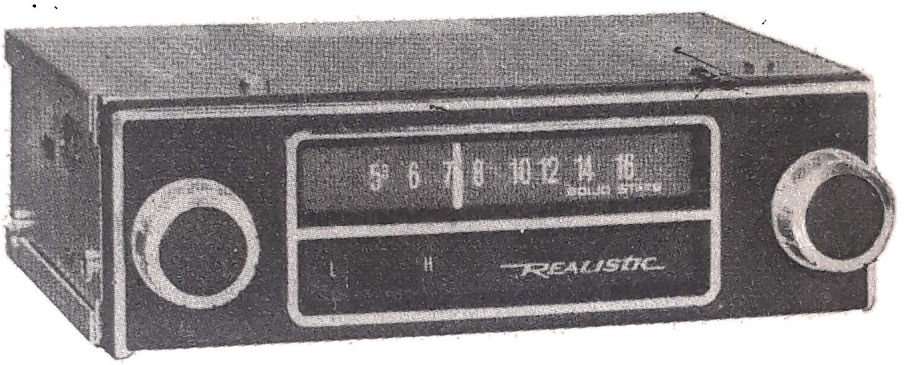


Fig. 13—1. Receptor de radio de AM para automóvil (*Gentileza de* Radio Shack).

nas L2, L3 y L4 tienen sintonía por permeabilidad, permitiendo un factor Q más elevado que la sintonía por capacitancia variable. Siendo elevado el factor Q, es mayor la ganancia de las etapas. Para el CAG tiene un diodo separado. R12 es el control de volumen, y R13 el de tono. El amplificador de audio es de tres etapas, trabajando la de salida como seguidor de emisor. El circuito emplea seis transistores y dos diodos.

13.3 Receptores de FM para automóviles

En la Fig. 13-3 puede verse un receptor para FM estereofónica, para automóvil. Está construido para instalar debajo del tablero y puede alimentar dos o cuatro altavoces. Aunque se emplean receptores para FM solamente, es más común que los automóviles tengan receptores para AM/FM, de los que es un ejemplo el ilustrado en la Fig. 13-4. El receptor para FM puede ser monofónico o estereofónico; también los hay con reproductor de cinta magnética, que utiliza la misma sección de audio del receptor. En la Fig. 13-5 puede verse el circuito de un receptor de AM/FM para automóvil. Es del tipo más sencillo, para recepción monofónica. Los circuitos sintonizados, tanto para AM como para FM, se sintonizan por permeabilidad. Para la recepción de FM se utilizan dos etapas de FI; en AM, la primera etapa de FI de modulación de frecuencia se transforma en etapa conversora. La misma antena sirve para la recepción en AM y FM. En las dos modalidades hay control automático de ganancia. El diodo CR2 es para el control automático de frecuencia y depende del detector de relación. Este receptor tiene nueve transistores y ocho diodos.

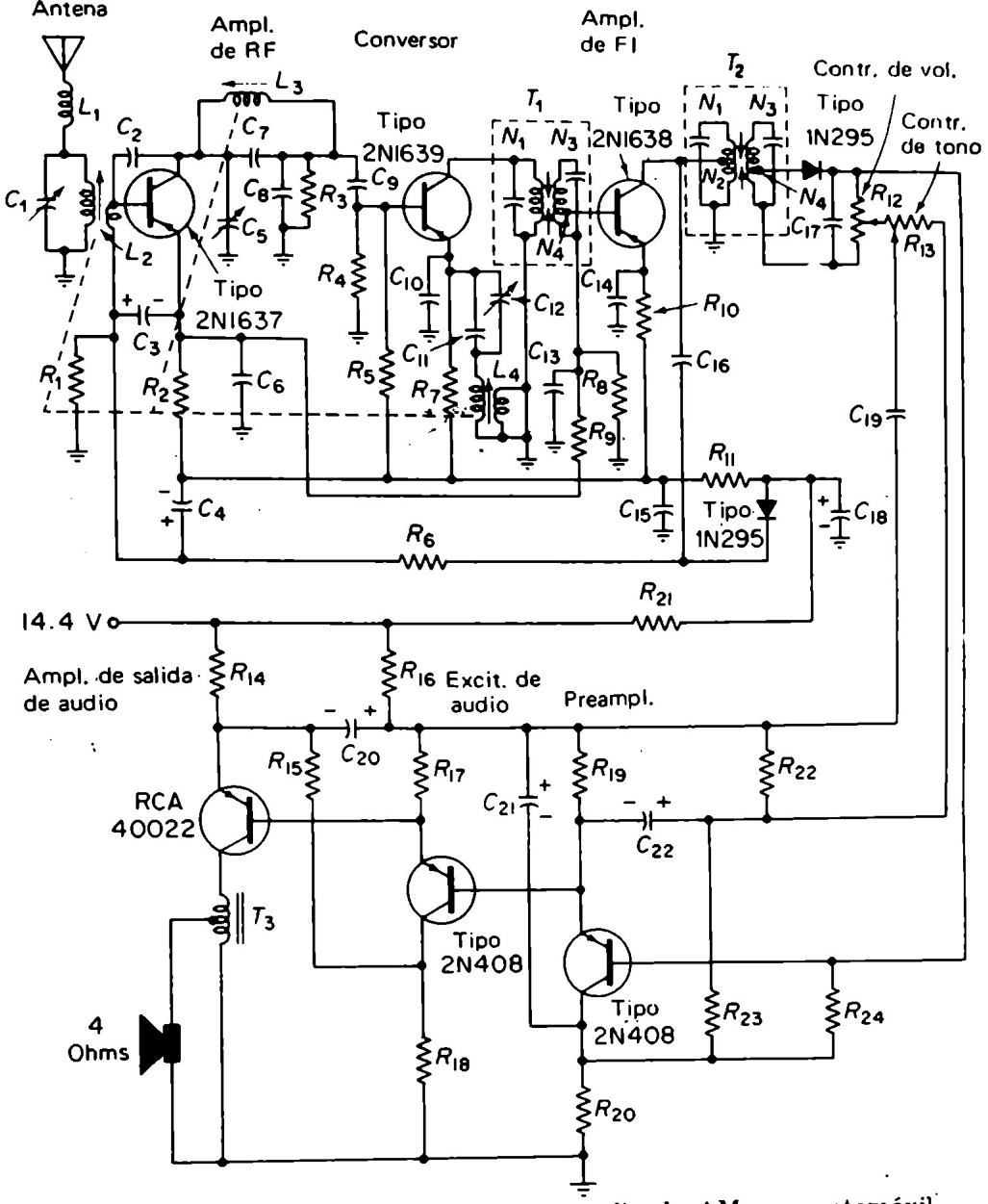


Fig. 13—2. Circuito de un receptor de radio de AM para automóvil.

Fig. 13—3. Receptor estereofónico de MF para automóvil (*Gentileza de* Radio Shack).

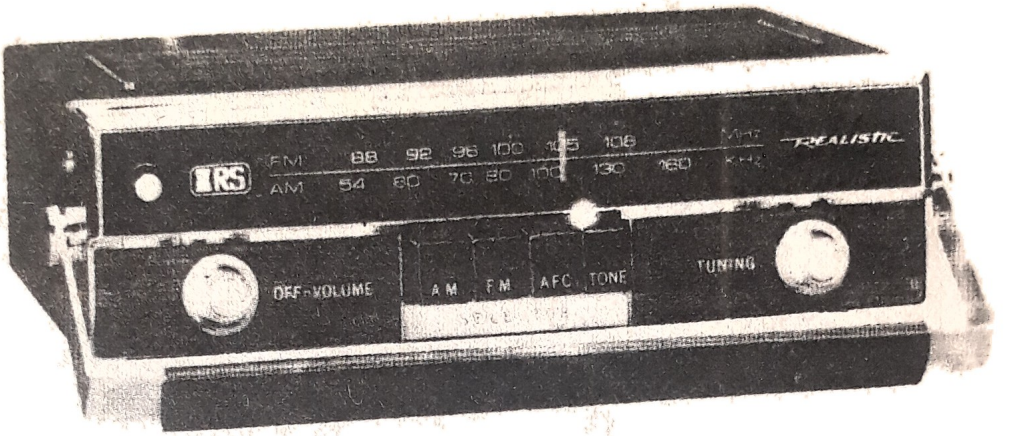


Fig. 13—4. Receptor para AM/FM, para automóvil. (*Gentileza de* Radio Schack).

13.4 Transceptores portátiles

Para las comunicaciones a corta distancia se emplean transceptores o radio-teléfonos portátiles. Estos equipos son en esencia versiones simplificadas de los de banda ciudadana y trabajan en un canal (generalmente el 11 o el 14) con una potencia máxima de 100 mW. Su alcance útil es de unos 300 m, en campo abierto. En algunos, el receptor es superregenerativo, cuya sensibilidad es muy alta, especialmente si emplean transistor de efecto de campo. Sin embargo, los receptores superregenerativos tienen el inconveniente de producir ruido cuando no recibe señal. Los radio-teléfonos de construcción más elaborada emplean receptores superheterodinos; la conmutación transmisión-recepción hace posible el empleo de los mismos transistores en ambas posiciones. La modulación es de amplitud y pueden entrar en comunicación con otros equipos de BC. La Fig. 13-6 representa el esquema de un transceptor sencillo.

13.5 Receptores de bolsillo de AM

Los receptores portátiles para AM son de uso generalizado. El circuito es superheterodino y la antena es de ferrita; en la Fig. 13-7 se ha representado el esquema de uno de estos receptores. Tiene cuatro transistores y un diodo, si bien otros de mejor calidad emplean seis transistores y un diodo. Muchos receptores portátiles se alimentan con cuatro pilas de 1,5 volts, otros con dos pilas y también con una sola; en cambio, algunos necesitan una batería de 9 volts. El rendimiento de los mejores receptores de bolsillo se aproxima al de los modelos sencillos de sobremesa. Acostumbran tener un jack para conectar audífonos, que proporcionan recepción individual y facilitan la recepción de estaciones débiles. El tamaño del altavoz de esta clase de receptores tiene que ser forzosamente muy pequeño, y no es posible una recepción de alta calidad, al no poder reproducir las audiofre-

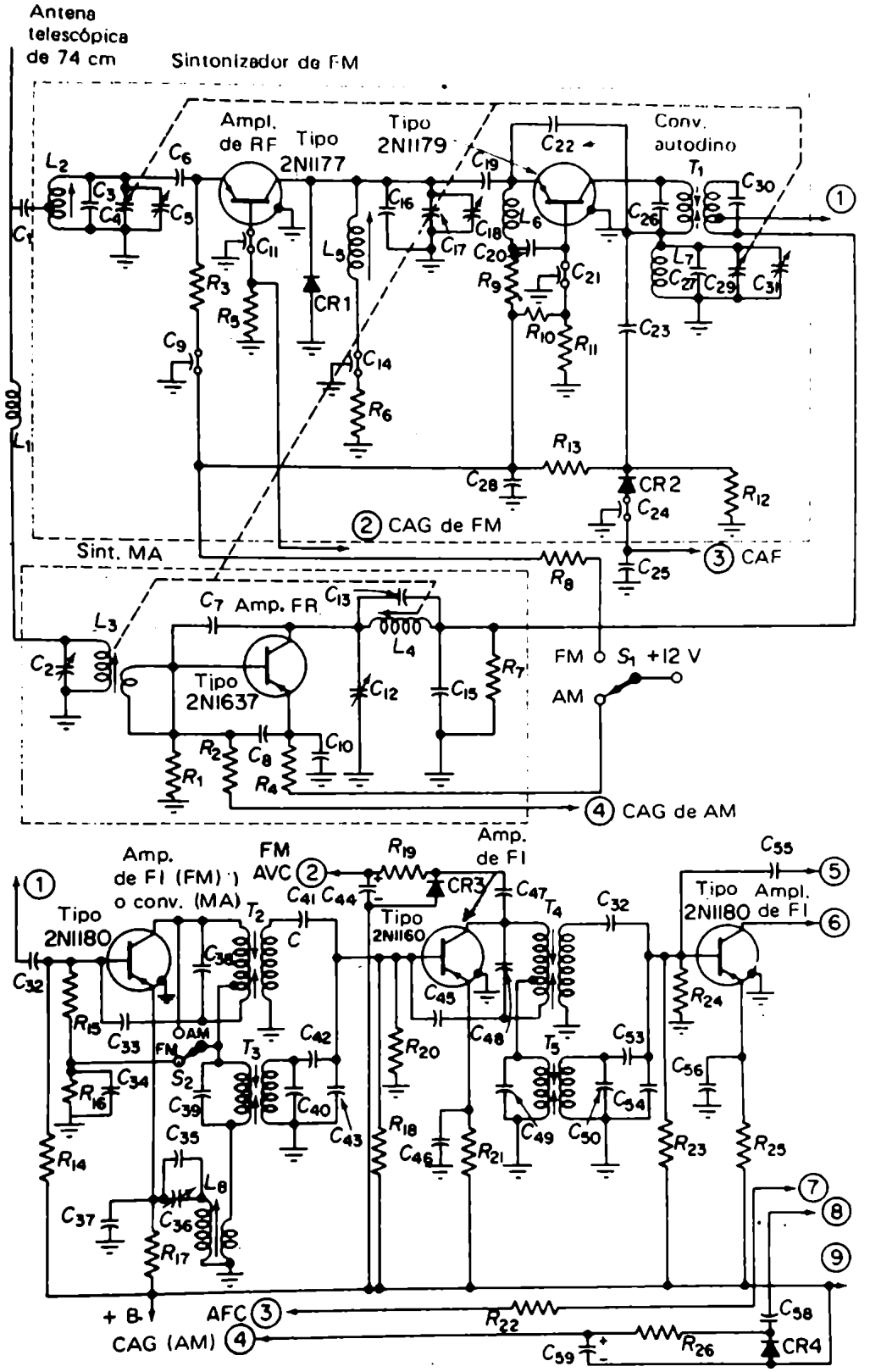


Fig. 13—5. Circuito de un receptor para AM/FM, para automóvil.

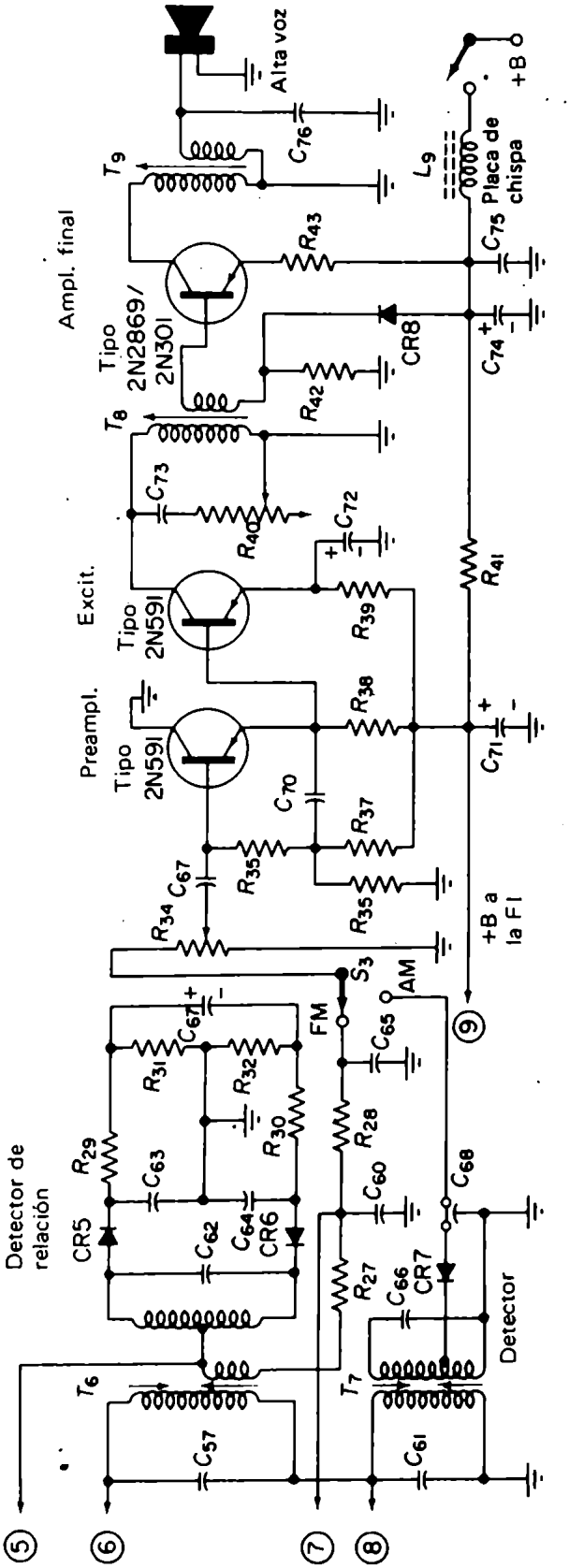


Fig. 13—5. (Continuación).

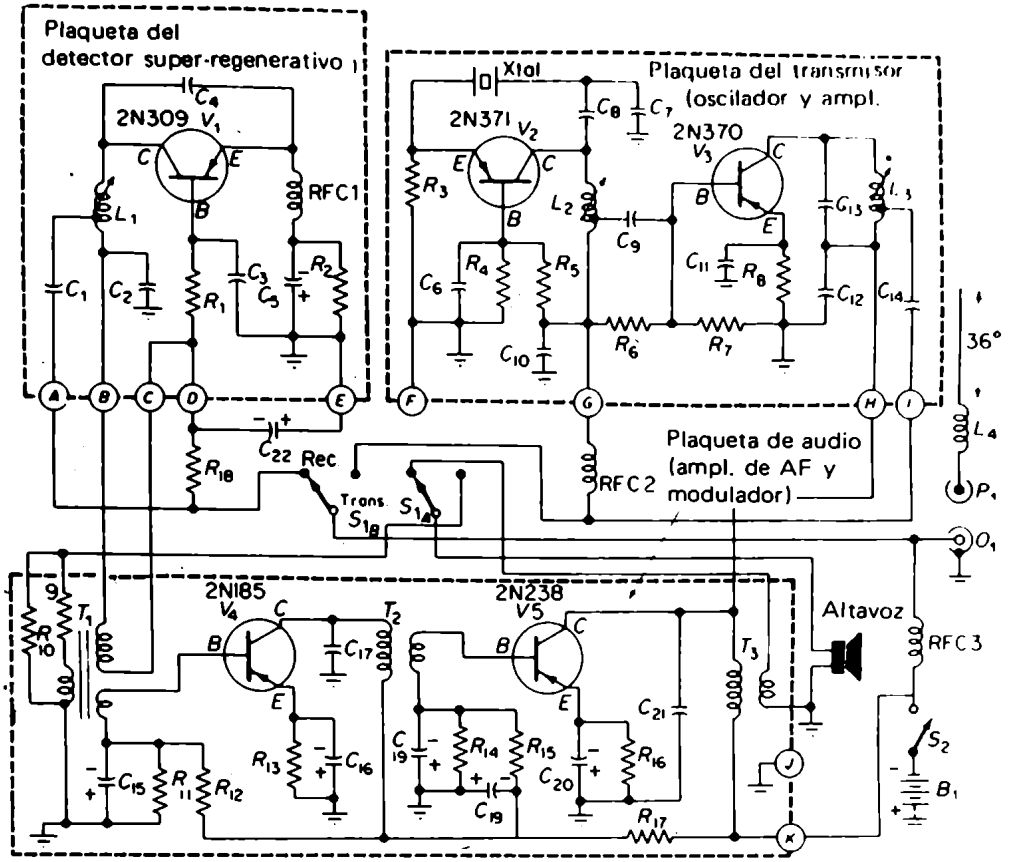


Fig. 13—6. Circuito de un transceptor sencillo para BC.

cuencias más bajas. También es difícil evitar resonancias acústicas en un gabinete de tan reducidas dimensiones, si el sonido tiene un volumen algo elevado. En la mayoría de estos receptores, el altavoz emite el sonido hacia adelante y hacia atrás, para aumentar el nivel; sin embargo, es mayor la atenuación de las bajas frecuencias.

13.6 Receptores de varios canales con exploración

En la recepción de altas frecuencias, se emplean receptores con exploración automática de varios canales. Por ejemplo, el receptor de la Fig. 13-8 es de cuatro canales en la banda inferior de VHF, controlados por cristal, que explora automáticamente. Abarca desde 148 hasta 174 MHz para la recepción de comunicaciones de policía, bomberos, defensa civil e informes metereológicos. La velocidad de exploración es de 10 canales por segundo, pudiéndose elegir manualmente los canales mediante conmutadores de corredera. Cuando aparece una señal en alguno de los canales, el explorador se detiene hasta que desaparece la señal. Tiene un retardo de dos segundos antes de reanudar la exploración, para no perder alguna

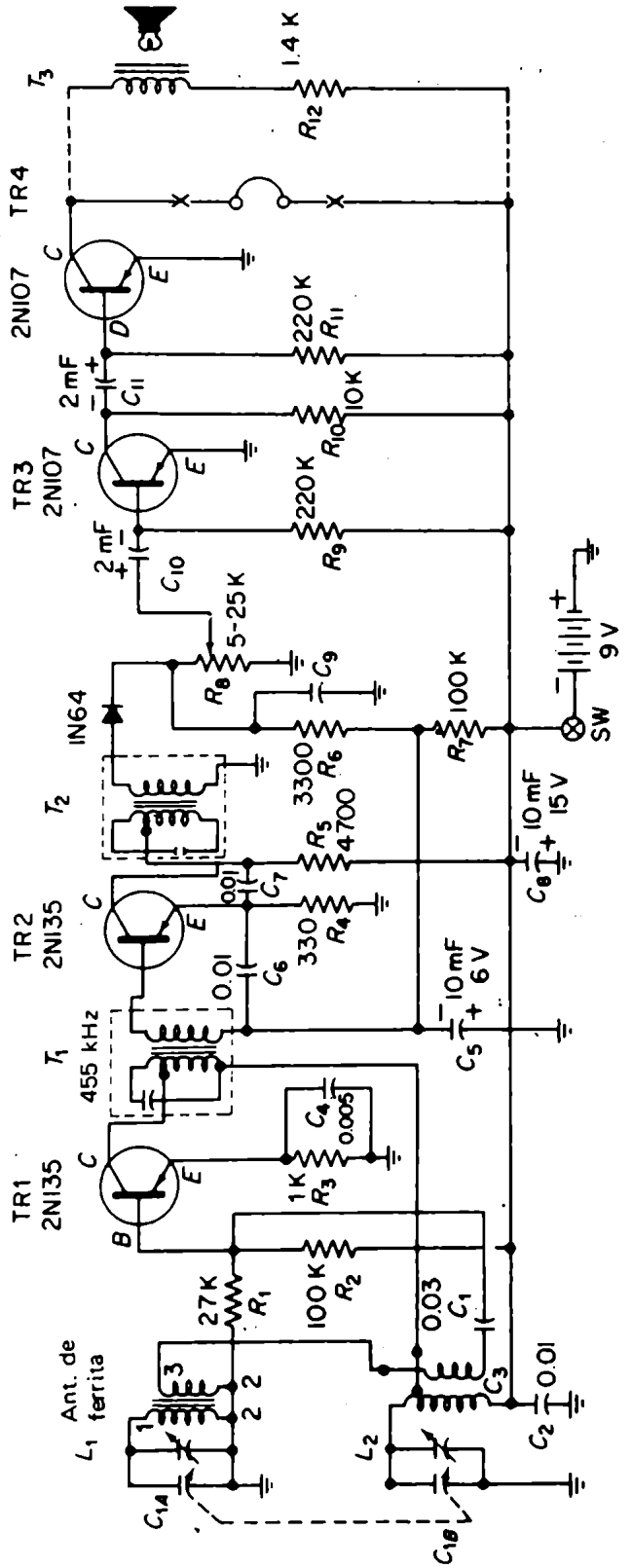


Fig. 13—7. Circuito de un receptor de bolsillo para AM.

comunicación posterior. Cuando se fija el receptor para un canal determinado, un diodo emisor de luz indica el número a que corresponde. Tiene la posibilidad de excluir canales, lo que efectúa un circuito que pasa por alto la exploración de los canales que no interesan. El circuito es superheterodino, de doble conversión, para FM, con conmutación electrónica digital para la exploración automática.

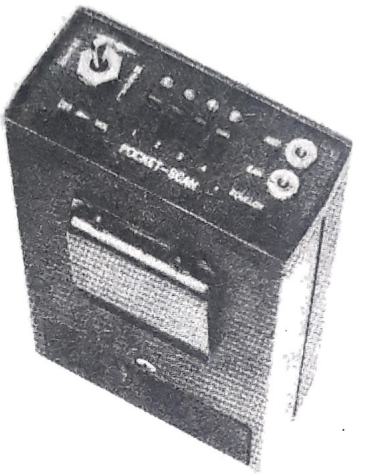


Fig. 13—8. Receptor de exploración de 4 canales para la banda superior de VHF. (*Gentileza de* Radio Shack).

Describiremos brevemente el trabajo de la exploración. En la Fig. 13-9 se ha representado una disposición de exploración de dos canales, muy simplificada. Un multivibrador, llamado de entrada reloj, determina la frecuencia de exploración. Luego, un multivibrador biestable ("flip-flop") pone alternadamente a masa al oscilador de cristal del canal 9 o al oscilador sintetizador del canal 23. En consecuencia, la salida del receptor

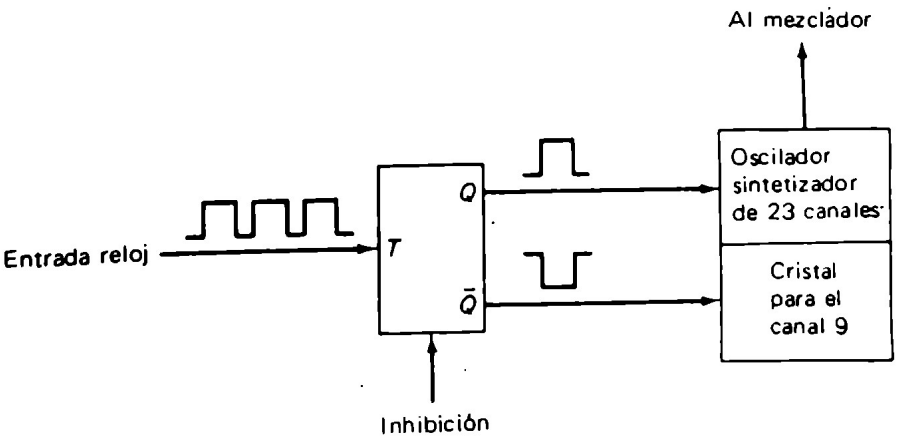


Fig. 13—9. Sencillo sistema explorador para dos canales de BC.

se conmuta alternativamente entre los dos canales. Habiendo señal en uno de ellos, aumenta la tensión del CAG, inhibiendo la entrada reloj del circuito, por lo que el receptor queda sintonizado al canal activo. Este aumento de tensión del CAG abre también el circuito silenciador y activa el diodo emisor de luz que indica el número del canal activo.

Veamos ahora el diagrama en bloques del receptor con exploración para la banda VHF, y FM, representado en la Fig. 13-10. El circuito del receptor es superheterodino, de doble conversión. El oscilador local trabaja con los cristales seleccionados por el explorador. La frecuencia del oscilador se heterodina con la señal de entrada para producir una frecuencia intermedia dentro de los límites de 10 a 13 MHz. Muchos receptores de esta clase trabajan con la FI de 10,7 MHz. Luego, un segundo mezclador heterodina la señal de FI con la frecuencia de un oscilador de 11,155 MHz, produciendo por consiguiente una segunda FI de 455 kHz. El circuito silenciador también produce la señal de control de exploración. Entonces, cualquier señal de "silenciador abierto" fija al receptor en aquel canal.

La Fig. 11-13 es el esquema parcial de un circuito explorador. El transistor unijuntura Q1 trabaja como generador de pulsos y reloj, enviando pulsos agudos a un circuito conformador y a la sección de control. El

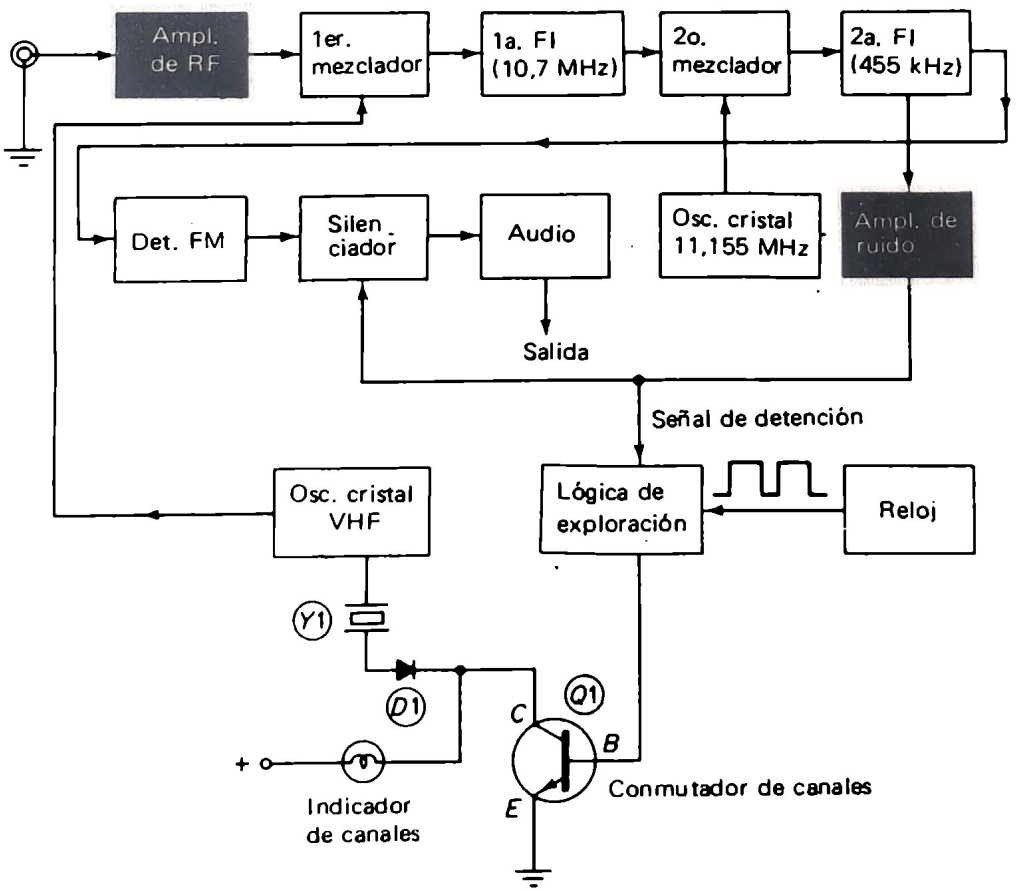


Fig. 13—10. Diagrama en bloques de un receptor de exploración para VHF-FM.

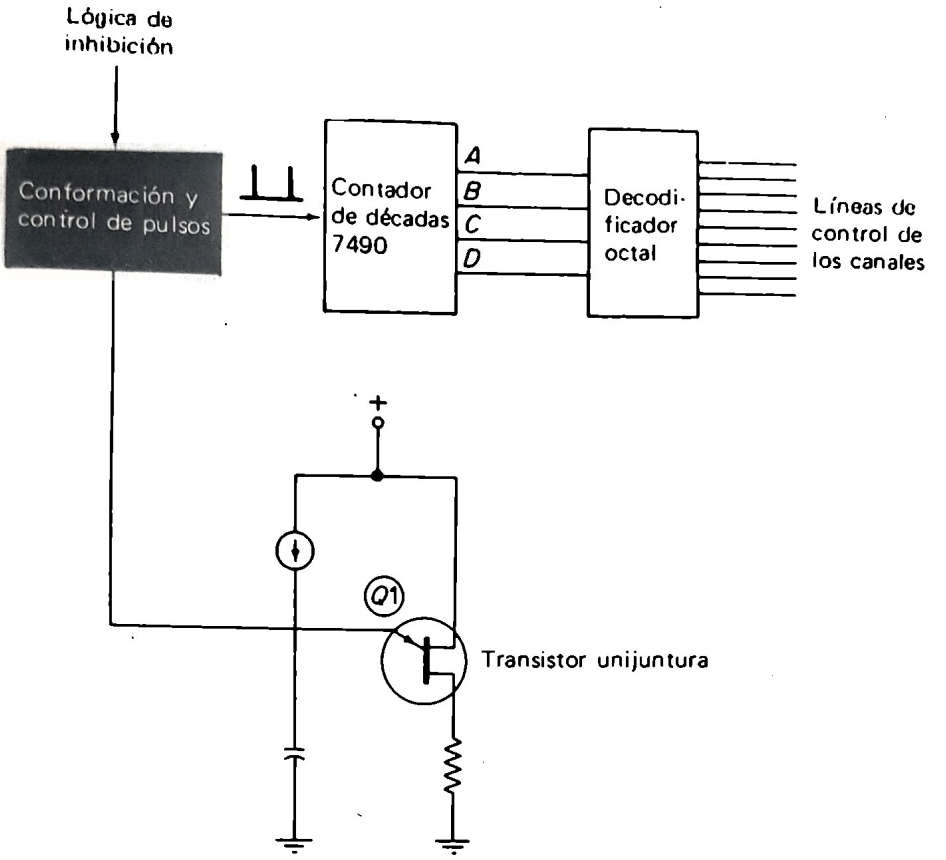


Fig. 13—11. Diagrama parcial de un circuito lógico de exploración.

circuito de control interrumpe el tren de pulsos cuando varía la tensión del silenciador. El contador de décadas cuenta los trenes de pulsos no interrumpidos. Este es un circuito integrado con lógica transistor-transistor (TTL) que cuenta de a diez, según numeración binaria, no decimal. Después, la salida decimal codificada en binario del contador se aplica a un circuito decodificador, que transforma la tensión de los pulsos de manera adecuada para excitar a los diodos emisores de luz. En este ejemplo, la transformación se realiza pasando de números binarios a números de base ocho. Hay ocho líneas de salida, una para cada canal de trabajo.

En la Fig. 13-12 se ve otra disposición de circuitos lógicos de exploración. Comprende dos flip-flops y cuatro puertas NO-Y que eligen a sucesión uno entre cuatro cristales. Se llama puerta (o compuerta) a un conmutador electrónico; la puerta NO-Y necesita dos pulsos de entrada simultáneos para cambiar de estado, y la salida tiene polaridad contraria con respecto a los pulsos de entrada. En la Fig. 13-12(b) pueden verse las ondas que intervienen en la exploración. Las puertas NO-Y están conectadas a los flip-flops de modo que producen salida cero (salida a masa) únicamente cuando están presentes los dos pulsos de entrada. Obsérvense las ondas de FF1 y FF2 debajo del pulso reloj 1. Durante este intervalo,

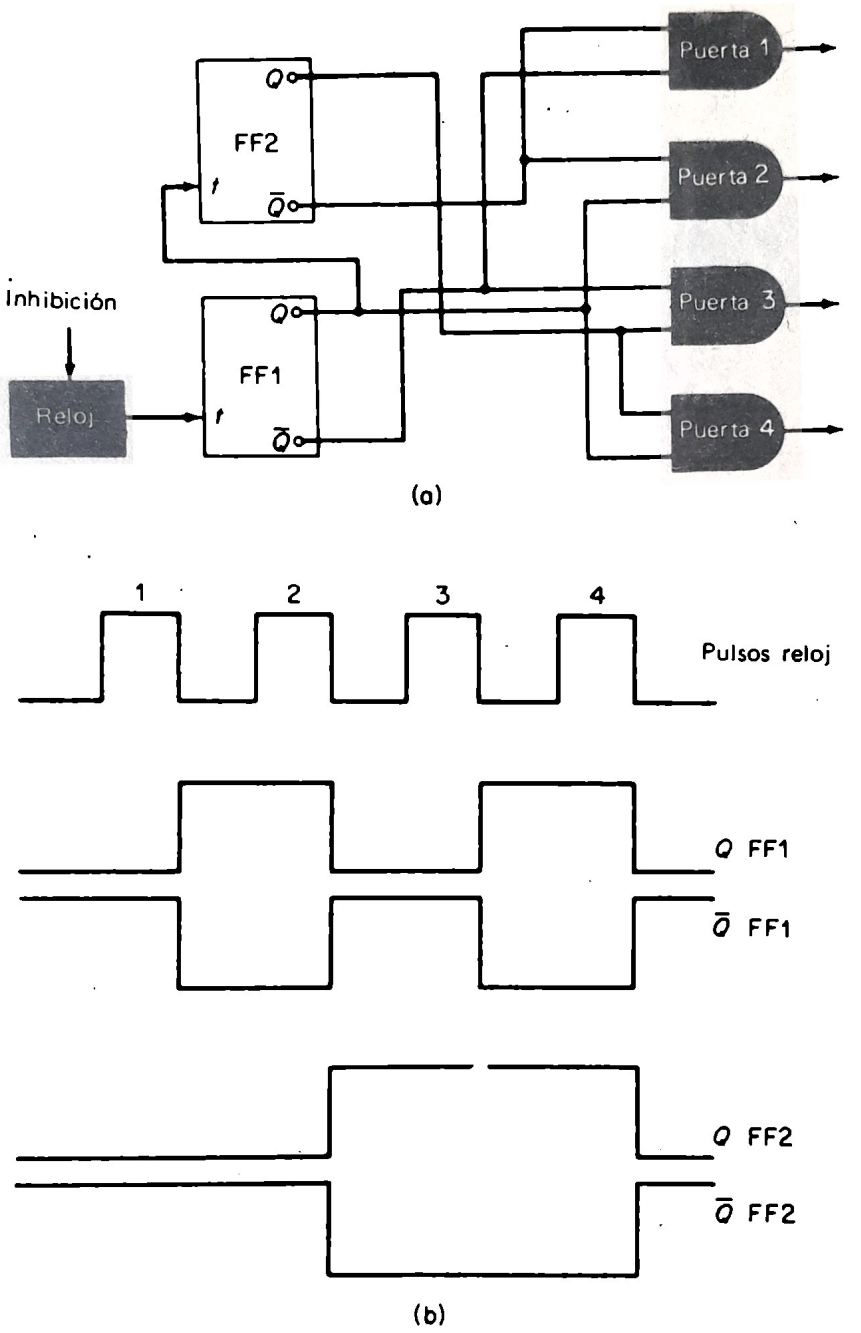


Fig. 13—12. Diagrama en bloques y ondas de un explorador de 4 canales: (a) Disposición de los circuitos integrados digitales; (b) Ondas de los circuitos de exploración.

únicamente la salida $\bar{Q}$ de FF1 y la salida $\bar{Q}$ de FF2 tienen nivel superior; pudiendo actuar sobre la puerta 1. Después, cuando está presente el pulso 2, la salida Q de FF1 y la $\bar{Q}$ de FF2 tienen nivel superior (las demás lo tienen inferior) y actúan sobre la puerta 2. Continúa esta sucesión hasta llegar el pulso 4, y una vez finalizado el trabajo vuelve a comenzar.

13.7 Unidad conversora para dos metros

Los conversores se utilizan cuando se quiere ampliar con alguna banda suplementaria la sintonía del receptor. Por ejemplo, mediante convertidores para la longitud de onda de dos metros un receptor de onda corta puede sintonizar la banda de 144 a 148 MHz. En la Fig. 13-13 vemos el circuito de un convertidor empleado con un receptor que sintoniza 23 MHz. Obsérvese que el circuito es parecido a la sección de entrada de un receptor superheterodino para alta frecuencia. Antes del mezclador tiene un amplificador neutralizado; el oscilador local controlado por cristal trabaja como oscilador armónico. Su frecuencia fundamental es de 39,33 MHz y el circuito de colector está sintonizado a la tercera armónica, que es 118 MHz. La salida del conversor tiene unos límites de frecuencia de 26 a 30 MHz. Si la señal de entrada tiene, por ejemplo, una frecuencia de 144 MHz, la frecuencia de salida del mezclador será de 26 MHz; una señal de entrada de 148 MHz daría una salida de 30 MHz. Para sintonizar se necesita ajustar C1 para elegir la señal deseada y también ajustar la sintonía del receptor para la frecuencia de salida del conversor.

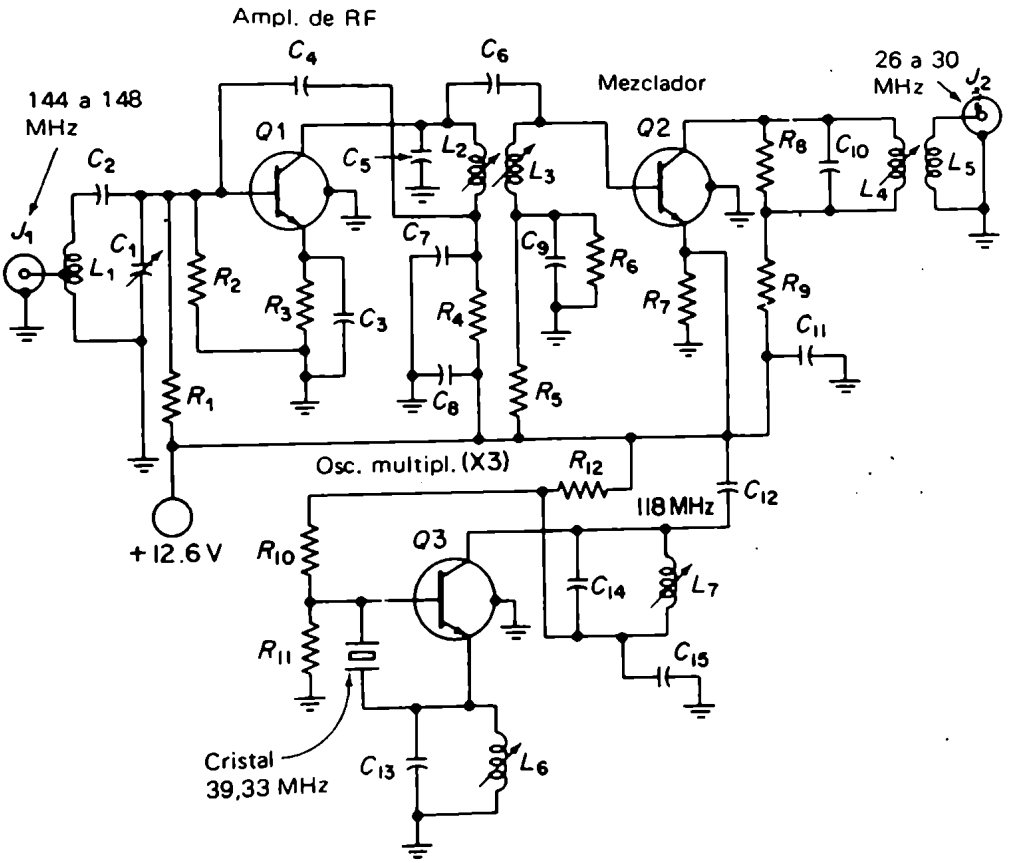


Fig. 13—13. Circuito de una unidad convertidora para dos metros.

13.8 Equipos para radio-teletipo

La radio-teletipo es un sistema de transmisión radiotelegráfica que utiliza el teclado de una máquina teleimpresora para transmitir y la unidad impresora de la máquina para recibir. Se emplea un código especial, casi siempre con manipulación por desplazamiento de frecuencia; esta forma de transmisión puede considerarse como telegrafía modulada en frecuencia. Se utilizan dos variantes de manipulación por desplazamiento de frecuencia: por audio frecuencia y por radio frecuencia. En audio frecuencia se emplean las de 2125 y 2975 Hz, siendo la desviación o desplazamiento de 850 Hz. En la manipulación por desplazamiento de RF, se permite un desplazamiento de 900 Hz. Sin embargo, con desviaciones menores se mejora la relación señal-ruido, empleándose mucho una desviación de 170 Hz. La manipulación por desplazamiento de frecuencia es el sistema de transmisión F1 (véase la Tabla 13-1). Para la transmisión con portadoras inferiores a 50 MHz se debe transmitir radioteletipo en el modo F1. El desplazamiento en audio frecuencia es transmisión en A2. La transmisión en F2 se permite en la comunicación por radioteletipo con frecuencias superiores a 50 MHz.

TABLA 13-1

Clasificación de los sistemas de transmisión

Amplitud modulada	
A0	Portadora sin modulación ni información
A1	Telegrafía por onda continua interrumpida
A2	Telegrafía por onda modulada interrumpida
A3	Telefonía; portadora y dos bandas laterales
A3A	Telefonía; portadora reducida con una banda lateral
A3J	Telefonía; portadora suprimida con una banda lateral
A3H	Telefonía; portadora y una banda lateral
A3B	Telefonía con dos bandas laterales independientes
A4	Facsímil (TV de exploración lenta)
A5C	Televisión con banda lateral residual
A9B	Telefonía o telegrafía con bandas laterales independientes
Frecuencia modulada o fase modulada	
F1	Telegrafía; manipulación por desplazamiento de frecuencia
F2	Telegrafía; portadora interrumpida; tono modulado en frecuencia
F3	Telefonía; modulación de frecuencia o de fase
F4	Facsímil
F5	Televisión
F6	Telegrafía; diplex de cuatro frecuencias

Las máquinas teleimpresoras pueden ser de página o de cinta. las primeras emplean un rollo de papel de 21,6 cm de ancho, y las segundas una cinta de papel engomado para pegar en una hoja de papel. Las máquinas teleimpresoras trabajan con velocidades de 60 a 100 palabras por

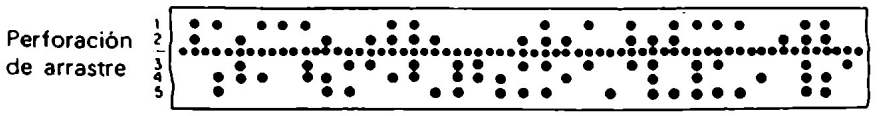


Fig. 13—14. Cinta perforada para teleimpresora.

minuto, si bien se podría trabajar a velocidad inferior. Hay teleimpresoras que emplean cinta perforada que se prepara aparte, transmitiéndose luego mediante un transmisor automático. De esta manera se aprovecha íntegramente toda la velocidad que permite el sistema. La recepción puede efectuarse también perforando una cinta igual a la que sirvió para la transmisión. Las máquinas que reciben en esta forma, se llaman reperforadoras; las máquinas modernas tienen incorporado un transmisor automático y un reperforador.

La Fig. 13-14 representa un fragmento de cinta perforada para máquina teleimpresora. Comenzando desde la izquierda, figuran las perforaciones que representan todas las letras del alfabeto, siendo la Z la que corresponde a las perforaciones 1-5. Las que siguen, son: retroceso de carro, cambio de renglón, paso a letras, paso a cifras y espaciador. Cada grupo de cinco elementos consiste en diversas combinaciones de pulsos, llamados "marca"

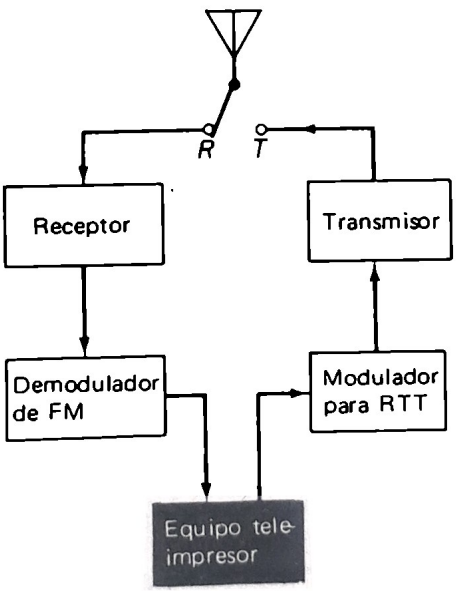


Fig. 13—15. Diagrama en bloques de un sistema para radioteleimpresora.

(los que corresponden a perforación) y "espacio" (cuando no hay perforación). Cada grupo se transmite en sucesión; la cinta avanza un espacio, y se transmite el grupo siguiente. La Fig. 13-15 representa el diagrama en bloques de un sistema de transmisión de radio-teletipo. El modulador es el circuito que desplaza la frecuencia desde el valor de reposo al de trabajo y viceversa. El receptor actúa sobre el demodulador, que entrega a la teleimpresora los pulsos de código. Los circuitos del transmisor y del receptor son de tipo común; la demodulación la efectúa un discriminador y el modulador, en los equipos sencillos, emplea modulación de frecuencia por varactor, que actúa sobre un oscilador de frecuencia variable.

13.9 Fundamentos del facsímil

El facsímil puede compararse al sistema de radio-teletipo al consistir en transmitir información que se recibirá en forma impresa. Sin embargo, el objeto del facsímil es transmitir gráficos, dibujos u otro material gráfico de estructura sencilla. Puede reproducirse en cierta forma el sombreado de las imágenes, si bien es difícil obtener fidelidad fotográfica. Como representa la Fig. 13-6, para el proceso de exploración se emplea una célula fotoeléctrica. La salida de la célula se modula sobre una portadora de RF para su transmisión. En la instalación receptora, se utiliza un sistema explorador inverso al de transmisión. La mayoría de los aparatos reproductores de facsímil trabajan con válvula que emite luz sobre una película negativa. Algunos reproducen directamente la imagen positiva sobre papel. Si bien la calidad es mejor trabajando sobre película, tiene el inconveniente de exigir más tiempo para el revelado e impresión. Los primitivos sistemas de facsímil empleaban un estilete que registraba sobre un papel carbónico, un chorro de aire caliente dirigido sobre un papel sensible, o un inscriptor eléctrico actuando sobre papel tratado químicamente.

La modulación del facsímil se codifica generalmente sobre una subportadora de audio frecuencia. Esta subportadora puede modularse en amplitud o en frecuencia. La transmisión de facsímil que trabaja en la banda de 88 a 108 MHz emplea subportadora modulada en amplitud, mientras que la

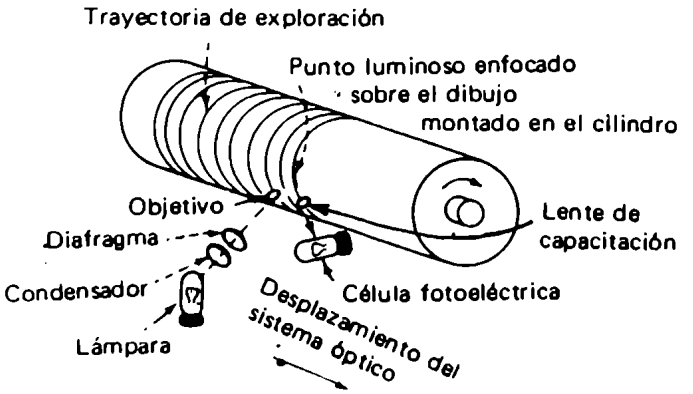


Fig. 13—16. Disposición de la exploración de un transmisor de facsímil.

portadora de RF está modulada en frecuencia. En la transmisión a gran distancia por ondas cortas se prefiere modular en frecuencia a la subportadora, pudiéndose así limitar la señal demodulada antes de su utilización. Aunque no es indispensable el empleo de subportadora, normalmente se emplea porque permite mayor flexibilidad al utilizar diferentes tipos de transmisores. Citemos, como ejemplo, que empleando subportadora se pueden transmitir señales de facsímil mediante portadoras moduladas en amplitud, en frecuencia o por pulsos. También se puede emplear una portadora modulada en fase, pero se prefiere la modulación por frecuencia.

Haciendo referencia a la Fig. 13-16, el cilindro gira a una velocidad aproximada de 100 rpm, empleándose unas 39 a 40 líneas por cm. El tamaño máximo de la imagen es de 22 x 23 cm. La frecuencia de la subportadora es generalmente de 2 kHz, trabajando con las dos bandas laterales. Se deduce, de lo expuesto anteriormente, que la copia se procesa a una velocidad aproximada de 2,5 cm por minuto. La frecuencia máxima de modulación de la imagen es de 900 Hz, y el ancho de banda de los circuitos transmisores y receptores deberá ser de 1800 Hz como mínimo. En las transmisiones a gran distancia por ondas cortas, conviene emplear recepción en diversidad, con antenas separadas unos 300 m. Se obtiene mejor protección contra el debilitamiento de las señales si también se emplea transmisión en diversidad, con varias antenas separadas entre sí. Los sistemas de facsímil se están perfeccionando continuamente, obteniéndose copias de mejor calidad a mayor velocidad de transmisión. Los nuevos equipos proporcionan una definición de 118 líneas por cm y una velocidad de impresión de 31 cm^2 por minuto.

13.10 Reproductor fonográfico inalámbrico

Este accesorio consiste en esencia en un transmisor radiotelefónico en miniatura. Se utiliza para modular un oscilador de RF por medio de una cápsula fonográfica. También puede emplearse con un micrófono común, en cuyo caso acostumbra designarse con el nombre de micrófono inalámbrico. La Fig. 13-17 representa el circuito de una de estas unidades proyectada para trabajar con un receptor de FM en la banda de 88 a 108 MHz. El alcance de la transmisión es de unos 50 m, empleando una antena de unos 16 cm de longitud. Podría aumentarse el alcance dando mayor longitud a la antena, pero la reglamentación vigente fija límites para la potencia y alcance de estos aparatos. Puede verse en la Fig. 13-17 que se emplean dos de los transistores del circuito integrado. Q1 es el oscilador de RF, y Q2 trabaja como amplificador de micrófono. R5 permite ajustar la desviación del oscilador para obtener la mejor calidad posible en la reproducción. Q1 trabaja en configuración de base a masa con respecto a la RF, aplicándose a la base la tensión de modulación, variando de esta manera la frecuencia de oscilación.

13.11 Pequeño transmisor para servicios de vigilancia

Los investigadores y agentes de vigilancia y seguridad utilizan frecuente-

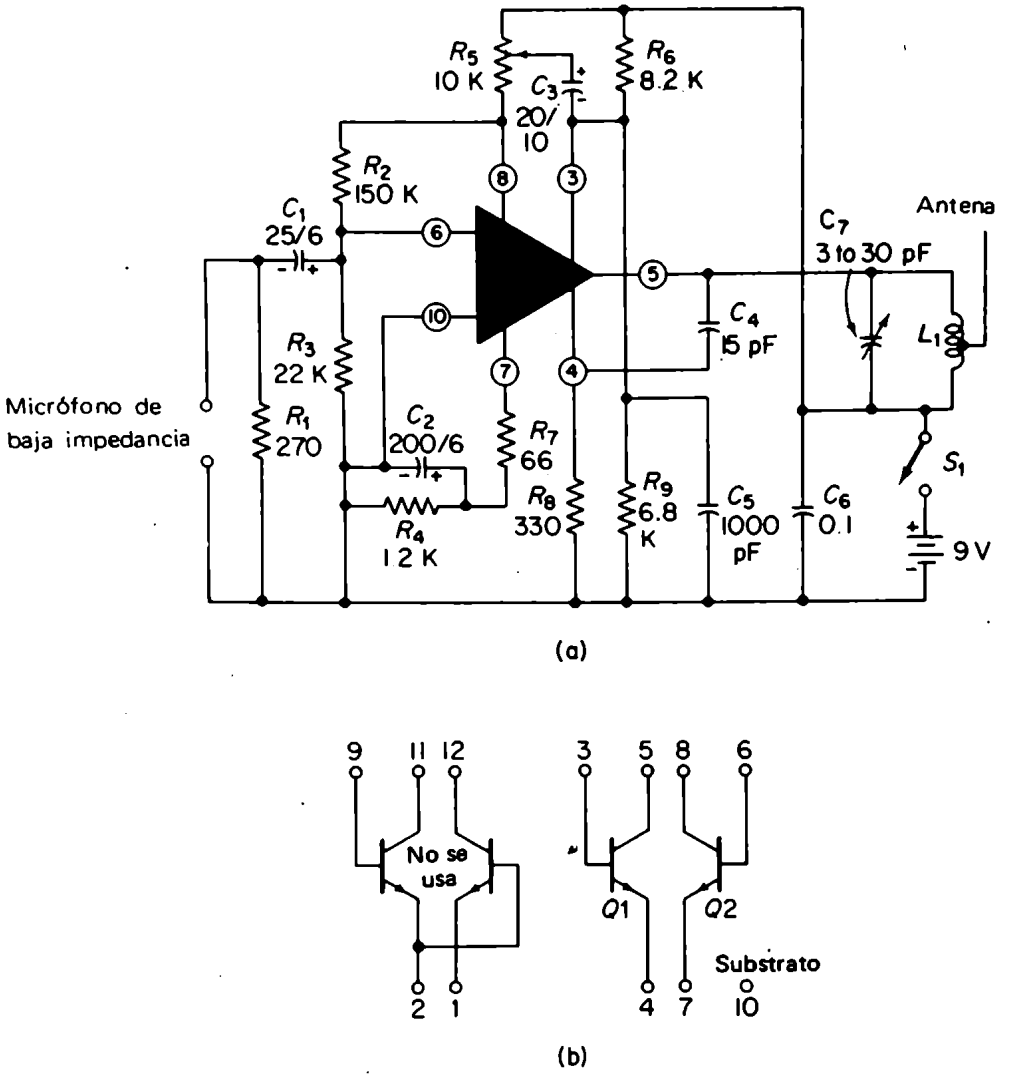


Fig. 13—17. Circuito de un reproductor fonográfico o micrófono inalámbrico: (a) Esquema del conjunto; (b) Circuito interno del circuito integrado.

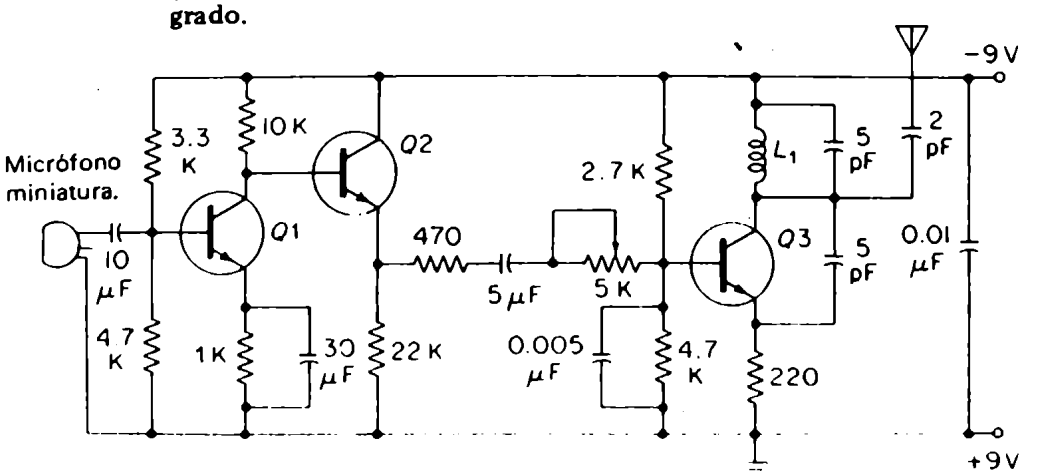


Fig. 13—18. Circuito de un pequeño transmisor de FM utilizado en tareas de investigación.

mente diminutos transmisores de FM, como el representado en la Fig. 13-18, para intervenir en secreto conversaciones privadas. El valor de L1 es el conveniente para que la oscilación se efectúe dentro de la banda de 88 a 108 MHz. Una antena miniatura de unos 7 u 8 cm de longitud irradia las ondas que se reciben en un receptor común de FM, hasta una distancia de 15 m. Analizando el circuito, vemos que Q3 es en realidad un transistor con modulación de amplitud. Sin embargo, al modular en amplitud un oscilador de esta clase, se produce también modulación de frecuencia. Este pequeño transmisor se alimenta mediante una batería de 9 volts.

En ciertos casos, el micrófono en miniatura del transmisor de la Fig. 13-18 se sustituye por el altavoz de un receptor de TV, colocándose el transmisor detrás del altavoz. Este tipo de instalación tiene la ventaja de que es bastante difícil descubrir el transmisor, en caso de una inspección, pero no funciona cuando se utiliza el receptor de TV. Esta clase de transmisores pueden también instalarse en un microteléfono común, como se mencionó en otra oportunidad; se alimentan entonces mediante la tensión continua de la línea telefónica.

Preguntas de Repaso y Respuestas:

Preguntas

Capítulo 1

1. ¿Qué tipo de onda produce una antena vertical?
2. ¿Qué es lo que determina la altitud y densidad de las capas ionizadas?
3. ¿Por qué se producen zonas de silencio?
4. ¿Qué es ángulo crítico de una onda de espacio?
5. ¿Qué inconvenientes tiene la comunicación mediante frecuencias bajas?
6. ¿A qué se debe el debilitamiento de las señales de las ondas espaciales?
7. ¿Cómo disminuye la intensidad de las ondas de radio al aumentar la distancia?
8. ¿A qué velocidad se desplazan las ondas de radio a través del espacio?
9. ¿Cuál es la longitud de una antena de un cuarto de longitud de onda, para una frecuencia de 200 MHz?
10. ¿Qué se deberá probar si un receptor de radio no produce salida alguna?
11. ¿Cómo se emplea el óhmetro para probar un diodo semiconductor?
12. ¿Qué relación hay entre la resistencia directa y la inversa de un diodo?
13. ¿Cómo se prueba el valor óhmico de un resistor?
14. ¿Cuál es el medio más rápido para probar un capacitor abierto?
15. ¿Cuál es el valor normal de la tensión entre base y emisor de un transistor?

Capítulo 2

1. ¿Cómo se produce la modulación de frecuencia (FM)?
2. ¿Cuál es el inconveniente principal de la comunicación por modulación de amplitud (AM)?
3. ¿Cuál es el inconveniente principal de la comunicación por FM?
4. ¿Qué frecuencias están presentes a la salida de un mezclador?
5. ¿Cuál es la FI normal de los receptores de FM?

6. Trazar el diagrama en bloques de un receptor superheterodino.
7. ¿Qué es un discriminador?
8. ¿Trabajan todos los receptores de radiodifusión de AM con señales monofónicas?
9. ¿Qué es el control del silenciador?
10. ¿Cuáles son las ventajas de la comunicación por BLU?
11. ¿Cuál es la máxima potencia de salida permitida en un transmisor de BC? ¿Y en radioteléfono portátil?
12. ¿Por qué los equipos de radio para servicios marítimos son generalmente mayores y más pesados que los equipos para estaciones de tierra?
13. ¿Cuáles son las características de las radio comunicaciones hacia el espacio exterior?
14. ¿Cuándo se emplea la sustitución de señal para localizar fallas en un receptor?
15. ¿Cuál es la sucesión adecuada de pruebas para analizar un receptor que no funciona?
16. ¿Cuál es la sucesión adecuada de pruebas para analizar la sección de FI de un receptor?

Capítulo 3

1. ¿Qué nombre tiene la amplificación anterior a la detección?
2. ¿Por qué a un detector le siguen amplificadores de audio?
3. ¿Cuáles son las dos condiciones que deben satisfacerse para obtener la conversión de frecuencia?
4. ¿Cómo se modifica el ancho de banda al conectar en cascada varios amplificadores?
5. ¿Qué ventaja tiene el empleo del CAG?
6. ¿Qué clase de tensión desarrolla el circuito del CAG?
7. ¿Qué ventaja tiene un transistor detector con respecto a un diodo detector?
8. ¿Qué diferencia hay entre CAG directo y CAG inverso?
9. Defínase qué es saturación de un transistor y qué es bloqueo del mismo.
10. Defínanse en qué consisten los sistemas de amplificación en clases A, B y C.
11. ¿Cuál es la ventaja de la amplificación en clase B sobre la de clase A?
12. ¿Por qué se produce la distorsión por cruce en los amplificadores clase B, y cómo puede eliminarse?
13. Dibújese el circuito de un amplificador clase B sin transformador de salida.
14. ¿Cómo se hace una prueba de chasquidos.
15. ¿Cuáles son algunos de los efectos que produce un control de volumen en malas condiciones?

Capítulo 4

1. ¿En qué se diferencia un control de volumen por divisor de tensión y otro por divisor de corriente?
2. ¿Cómo se realiza el desacoplamiento entre etapas en los receptores?
3. Con referencia a la Fig. 4-4, ¿cuáles son los componentes que forman el filtro del CAG?

4. ¿Cuál es la característica principal de los transistores de efecto de campo?
5. Dibújense los símbolos de un transistor de efecto de campo de juntura y de otro de compuerta aislada.
6. ¿Cuál es el inconveniente principal de los transistores de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET)?
7. ¿Cómo se evita el inconveniente a que se refiere la pregunta anterior?
8. ¿Qué objeto tienen los diodos de la Fig. 4-18?
9. ¿Por qué se utiliza disipador de calor al soldar semiconductores?
10. ¿Qué defectos puede poner de manifiesto la medición de tensiones continuas?
11. ¿Cómo se determina el valor de la corriente de colector de un transistor?
12. ¿Cómo puede medirse la corriente de colector cuando no hay resistor?
13. ¿Cuáles son algunas de las reglas que deben tenerse en cuenta al sustituir un transistor por otro equivalente?
14. Descríbase un método, que no sea des-soldar, utilizado para reemplazar un componente defectuoso.
15. ¿Por qué es diferente la relación de resistencia directa con respecto a la inversa al medir con diferentes escalas del óhmetro?

Capítulo 5

1. Específfiquense dos diferencias fundamentales entre la transmisión por AM y la transmisión por FM.
2. Cítese una ventaja de la recepción de FM sobre la de AM.
3. Dibújese el esquema en bloques de un receptor de FM.
4. Dibújese el esquema en bloques de un receptor de AM.
5. ¿Qué diferencia hay entre el ancho de banda de un receptor de FM, en comparación con la de un receptor de AM?
6. ¿Por qué en los receptores de FM se emplean generalmente etapas osciladora y mezcladora separadas?
7. ¿Qué ventajas tienen los circuitos con transistores MOSFET con respecto a los que emplean transistores bipolares?
8. ¿Qué objeto tiene la función limitadora en la sección de FI de un receptor de FM?
9. ¿Qué función realiza la desacentuación?
10. ¿Por qué los receptores de FM necesitan desacentuación?
11. ¿Cuál es la función del detector en un receptor de FM?
12. ¿Qué objeto tiene el control automático de frecuencia en los receptores de FM?
13. ¿De qué manera pueden controlar la frecuencia los varactores?
14. ¿Por qué debe desconectarse el control automático de frecuencia al sintonizar un receptor de FM?
15. Si en un receptor para AM y FM no hay recepción en FM, pero trabaja bien en AM, ¿dónde está el defecto?
16. ¿Qué es un generador de barrido de FM?

Capítulo 6

1. ¿Cuál es la frecuencia de la subportadora estereofónica?
2. ¿Cuál es la frecuencia de la subportadora que se transmite?
3. Con referencia a la Fig. 6-8, ¿cuáles son los límites de las señales I + D e I − D?
4. ¿Cómo se regenera la subportadora de 38 kHz en el receptor?
5. Dibújese un diagrama en bloques de un amplificador de paso de banda y matriz para decodificación.
6. ¿Cuál es la ventaja del método de decodificación por detección de envolvente con respecto al sistema de amplificador de paso de banda?
7. ¿Cuál es el principio de trabajo del decodificador de puente de conmutación?
8. ¿Dónde se conecta la red de desacentuación en un receptor de FM con decodificador?
9. ¿Por qué el decodificador más utilizado es el de puente de conmutación?
10. ¿Cuál es la prueba fundamental de un decodificador?
11. ¿Cuál es la separación normal entre las salidas de los canales izquierdo y de recho?
12. ¿Cuáles son los mejores procedimientos para localizar un componente defec tuoso?
13. ¿Cuál es el objeto de la trampa de 67 kHz de un decodificador estereofónico?
14. Trácese el croquis de la disposición para medir distorsión.
15. ¿Cuáles son algunos de los defectos más comunes en los componentes de un receptor para FM?

Capítulo 7

1. ¿Cuál es la óptima relación de frecuencias de un receptor de AM para una sola banda?
2. ¿Cuál es la capacitancia máxima de un capacitor de sintonía para la banda de AM?
3. ¿Qué objeto tiene el núcleo de ferrita de las bobinas de RF?
4. ¿Cómo se controla la frecuencia de la portadora en los transceptores para banda ciudadana?
5. ¿Cuál es la potencia máxima que puede tener un transmisor de BC?
6. ¿Cómo se eliminan los ruidos, por ejemplo del encendido de los automóviles, en los transceptores de BC?
7. ¿Qué clase de antenas se utilizan generalmente en los transmisores de BC?
8. ¿Qué valor tiene la impedancia de entrada de una antena de BC?
9. ¿Qué valor de ROE puede aceptarse en una estación móvil?
10. ¿Qué tolerancia puede permitirse en la señal de un transmisor de BC?
11. ¿Qué función desempeña VR2 de la Fig. 7-3?
12. ¿Qué resultados podrían esperarse de un control de volumen defectuoso?
13. ¿Qué puede deducirse si es normal el nivel de ruido de un receptor?
14. ¿Qué ocurre si se corre la frecuencia de un oscilador?

15. Cítense los procedimientos para localizar los siguientes defectos: no hay recepción, no funciona ningún canal, el receptor no funciona (el transmisor funciona bien), en todos los canales hay ruido de salida menos en uno, no trabaja el control del silenciador, el receptor se sobrecarga con señales intensas, recepción intermitente, poca potencia de RF de salida, transmisión fuera de frecuencia, hay salida de RF habiendo retirado el cristal, fallas en la modulación y poca intensidad de campo.

Capítulo 8

1. ¿Qué es un oscilador de frecuencia variable?
2. ¿Qué es un oscilador de batido?
3. ¿Cuál es la función de CR3 y CR4 de la Fig. 8-1?
4. ¿Qué es interferencia (o frecuencia) imagen?
5. ¿Qué modos de transmisión se emplean en la radio afición?
6. ¿Qué es una etapa separadora?
7. ¿Cuál es la misión de un circuito multiplicador?
8. ¿Qué significan las iniciales ROET?
9. ¿Cómo se comprueba la eficacia de un sistema de antena?
10. Descríbanse dos métodos para medir la potencia de salida de un transmisor.
11. ¿Qué se entiende por oscilación parásita?
12. ¿Cómo se corrigen las oscilaciones parásitas de las etapas con alimentación en paralelo?
13. ¿Qué se entiende por "chirrido" y cuál es su causa?
14. ¿Cuáles son algunas de las causas del corrimiento de frecuencia?
15. Descríbase un método para neutralizar una etapa.
16. ¿Por qué se producen los chasquidos de manipulación?
17. ¿Cuáles son los tres métodos fundamentales para modular un transistor?

Capítulo 9

1. ¿Cuál es la misión de una estación repetidora de un sistema de comunicaciones?
2. ¿Qué ancho de banda tiene un sistema de FM de banda angosta?
3. Explíquese cómo se emplean los varactores para producir señales de FM.
4. ¿Qué importancia tiene la forma de la onda de trabajo de los multiplicadores de frecuencia?
5. ¿Qué se entiende por circuito intermedio?
6. ¿Qué efecto puede producir sobre la recepción un silenciador defectuoso?
7. ¿Qué se entiende por antena artificial?
8. ¿Cómo se mide la potencia de salida de RF de un transmisor?
9. ¿Qué ventaja tiene la modulación de fase?
10. Descríbase el procedimiento para comprobar un transmisor de FM para servicio móvil.

11. ¿Qué es lo que determina la potencia de entrada de la etapa final?
12. ¿Qué puede hacerse si hay demasiado ruido proveniente de la línea de alimentación?
13. ¿Qué medios pueden emplearse para disminuir el ruido en las unidades móviles?

Capítulo 10

1. ¿Cuál es la frecuencia del canal internacional de emergencia?
2. ¿Cómo se asegura que la transmisión de socorro de un buque podrá recibirse mediante cualquier tipo de receptor, en la frecuencia correspondiente?
3. ¿Cuál es la frecuencia internacional de llamada y socorro?
4. Cítense algunas generalidades acerca de los transmisores y receptores para el servicio marítimo.
5. Dibújese un diagrama en bloques de un transmisor para BLU y portadora suprimida.
6. ¿Cuál es límite de inteligibilidad dentro del cual debe mantenerse la frecuencia de la portadora?
7. ¿Cuál es la función del clarificador?
8. Dibújese el diagrama en bloques de un transceptor para servicio marítimo, de una sola conversión.
9. ¿Cuál es la comprobación fundamental del comportamiento de un transmisor de BLU?
10. ¿Qué diferencia fundamental hay entre la reparación de un equipo de radio para el servicio marítimo y otro común?
11. ¿Cómo se comprueba la sensibilidad de un receptor?
12. ¿Qué relación señal-ruido debe tener un receptor?
13. Explíquese el método para comprobar la sensibilidad de un receptor.
14. ¿Cómo se comprueba la respuesta de frecuencia de un receptor para BLU?

Capítulo 11

1. ¿Cuál es el principal inconveniente de la modulación de bajo nivel?
2. ¿Cuál es el inconveniente de las antenas largas para la comunicación entre estaciones fijas?
3. ¿Es crítica la longitud de una antena larga con terminación? ¿Por qué?
4. Trácese el croquis de una antena rómbica.
5. ¿Cómo se disminuyen los efectos del debilitamiento de las señales utilizando antenas rómbicas?
6. ¿Qué es una guía de ondas?
7. ¿Cómo se forma un haz de energía de microondas?
8. ¿Qué es un sistema de radio enlace?
9. Dibújese el diagrama en bloques de un receptor radiotelefónico para BLU.
10. Dibújese el diagrama en bloques de un sistema de radio enlace telefónico para microondas.

11. Dibújese el diagrama en bloques de un receptor de FM para microondas.
12. ¿Cuál es la relación entre la frecuencia recibida y la transmitida en una estación repetidora de microondas?
13. ¿Cómo se emplea la misma señal en el conversor del receptor y en el modulador del transmisor?
14. ¿Cómo se localiza un corto circuito en un par telefónico?
15. ¿Qué se entiende por corto circuito directo?
16. ¿Cuándo se emplea la prueba de Varley?
17. ¿Cómo se utilizan los ensayos de capacitancia para determinar el punto en que está cortado un conductor?

1. ¿Cuáles son los factores más importantes en los equipos para comunicaciones espaciales?
2. ¿Por qué se emplean transmisiones por pulsos en la mayoría de las comunicaciones espaciales?
3. ¿Por qué se utiliza el maser en la recepción de señales procedentes del espacio exterior?
4. ¿Cómo se mantiene a muy bajo nivel el ruido propio de un maser?
5. ¿Cuál es la ganancia y el ancho de banda de un amplificador maser?
6. Trácese el croquis de un sistema telemétrico.
7. ¿Cuál es una de las pruebas fundamentales en los equipos de microondas?
8. ¿Qué es un detector de ondas progresivas?
9. ¿En qué condiciones se puede emplear un detector de ondas progresivas para mediciones de potencia?
10. ¿Qué es el bolómetro y para qué sirve?
11. ¿Cuáles son algunos de los inconvenientes experimentados en los equipos para microondas?
12. ¿Cuáles son algunas de las posibles causas de poca potencia de salida del transmisor?
13. ¿Cuáles pueden ser algunas de las causas de poca sensibilidad del receptor?
14. ¿Cuáles son algunos de los inconvenientes que provoca la mala relación señal-ruido?

Capítulo 13

1. Compárense los requisitos de un receptor de radio para automóvil con los de un receptor portátil.
2. ¿Qué potencia máxima puede tener un radio-teléfono portátil?
3. ¿Cuál es el inconveniente principal de los altavoces de pequeño tamaño?
4. ¿Cuál es el objeto de los receptores con exploración?
5. ¿Qué es una unidad convertidora?
6. ¿En qué consiste un radio-teletipo?
7. ¿Para qué sirve la transmisión de facsímil?
8. ¿Qué es un reproductor fonográfico inalámbrico?
9. ¿Qué alcance puede tener un reproductor fonográfico inalámbrico?

Respuestas

Capítulo 1

1. Polarizada verticalmente.
2. La estación del año, si es de día o de noche y la presencia de manchas solares.
3. Por las reflexiones de la onda espacial.
4. El ángulo según el cual las señales pasan a la ionosfera.
5. Necesita antenas muy grandes y mucha potencia.
6. A las variaciones de la altura de la ionosfera.
7. Con el cuadrado de la distancia.
8. A la velocidad de la luz.
9. 0,375 metros.
10. Circuitos abiertos o cortocircuitos, conexiones flojas, pilas gastadas si el receptor es portátil.
11. Midiendo la relación entre la resistencia directa y la inversa.
12. 100:1.
13. Desconectar uno de los extremos del resistor, y medirlo con el hómetro.
14. Hacer un puente sobre el mismo.
15. Aproximadamente 0,2 V si es de germanio; 0,6 V si es de silicio.

Capítulo 2

1. La modulación varía la frecuencia de la portadora.
2. La imposibilidad de combatir los estáticos.
3. Necesita mucho ancho de banda.
4. La señal de la antena, la del oscilador local y la suma y diferencia de ambas.
5. 10,7 MHz.
6. Véase la Fig. 2-6.
7. Un detector que responde a la frecuencia que demodula la señal de FI inyectándola al amplificador de audio.
8. Trabajan solamente con señales monofónicas.
9. El control utilizado para disminuir el ruido de fondo.
10. Mayor eficacia, conservación de los canales y del ancho de banda.
11. 5 wats y 100 miliwats, respectivamente.
12. Porque deben ser más seguros y de más fácil mantenimiento.
13. Frecuencias extremadamente altas y mucha potencia.
14. Cuando no funciona o tiene poca salida.
15. Véase la Fig. 2-29.
16. Véase la Fig. 2-29.
17. Véase la Fig. 2-14.

Capítulo 3

1. Amplificación de RF.
2. Un detector trabaja con poco nivel de señal, y para excitar a un altavoz se necesita bastante potencia de audio.
3. Es preciso un oscilador local y una resistencia no lineal.
4. El ancho de banda disminuye al aumentar la ganancia.
5. Compensa el desvanecimiento e impide la sobrecarga de los amplificadores de FI.
6. Desarrolla tensión continua.
7. El detector con transistor trabaja con señales más débiles y proporciona ganancia.
8. El CAG directo aumenta la polarización de los transistores, mientras que el inverso la disminuye.
9. En la saturación, V_C se aproxima a cero; en el corte, se aproxima a V_{CC}.
10. En clase A, la corriente de la señal circula durante los 360°.
    En clase B, circula durante 180°, aproximadamente.
    En clase C, circula durante una pequeña parte del ciclo de entrada.
11. Más rendimiento.
12. Los transistores se bloquean cerca de cero volts; dándoles polarización directa.
13. Véase la Fig. 3-18.
14. Poniendo momentáneamente en corto circuito la base y el emisor de un transistor.
15. Falta de sonido, no se puede regular el volumen, sonido ruidoso al manipular el control.

Capítulo 4

1. El divisor de tensión trabaja con alta impedancia y el de corriente con baja impedancia.
2. Utilizando capacitores de paso y resistores de aislación entre las etapas.
3. R12 y C10.
4. Muy alta impedancia de entrada.
5. Véase la Fig. 4-7.
6. Puede perforarse la unión puerta-drenador a causa de la electricidad estática.
7. Mediante un diodo zener dentro del transistor.
8. Proporcionar estabilización de polarización con respecto a la temperatura al transistor Q3.
9. Para impedir averías por demasiada elevación de temperatura.
10. Cortocircuitos, circuitos abiertos, interruptor de alimentación defectuoso.
11. Midiendo la caída de tensión entre los extremos del resistor o del emisor, y haciendo el cálculo.
12. Interrumpiendo el circuito y conectando un miliamperímetro en serie con la conexión cortada.
13. Debe ser como el original, transistor de efecto de campo, del mismo canal; si es bipolar, PNP o NPN como el original; el factor beta será muy aproximadamente el mismo; la frecuencia de corte y la disipación de potencia serán iguales o superiores.

14. Se recortan los terminales, soldando a los mismos el nuevo componente.
15. Porque varía la tensión de trabajo del óhmetro al cambiar de escala, y el diodo, que es una resistencia no lineal, varía de valor.

Capítulo 5

1. En AM varía la amplitud de la portadora, la FM varía la frecuencia de la portadora; la FM produce muchos armónicos, la AM no los produce.
2. En FM hay menos ruido.
3. Véase la Fig. 5-2.
4. Véase la Fig. 5-2.
5. En FM es de 150 kHz; en AM, 10 kHz.
6. Porque es difícil obtener estabilidad de frecuencia en la región de 100 MHZ.
7. Disminuyen las respuestas espurias.
8. Limitar la modulación de amplitud, o el ruido.
9. Disminuye la respuesta de alta frecuencia.
10. Porque en la estación transmisora la señal ha sufrido acentuación.
11. Discrimina las desviaciones de frecuencia alrededor de la frecuencia central transformándolas en tensiones de salida proporcionales a aquellas desviaciones.
12. Compensar el corrimiento de frecuencia.
13. Un diodo con polarización inversa tiene capacitancia que varía según el valor de la polarización.
14. Si funciona el control automático de frecuencia al sintonizar, se puede pasar por alto alguna estación débil, pues el control tiende a mantener la sintonía de la estación más potente, pasando a otra estación potente.
15. El inconveniente ha de estar en los circuitos de FM o en la antena.
16. Es un generador de señales cuya salida se desvía a razón de 50 Hz abarcando un margen de frecuencias superior al paso de banda del receptor.

Capítulo 6

1. Es de 38 kHz.
2. Es de 19 kHz.
3. I + D = 15 Hz a 15 kHz; I -- D = 23 kHz a 53 kHz.
4. Mediante la subportadora de 19 kHz.
5. Véase la Fig. 6-15.
6. Mejor separación de las señales I y D.
7. La conducción alternativa de los diodos.
8. Después del decodificador, para no atenuar la subportadora.
9. Porque trabaja en forma muy estable, no requiere ajustes críticos y separa bien las señales I y D con poca distorsión.
10. Los dB de separación entre los canales I y D.
11. Es de 30 dB.
12. Mediciones de tensiones continuas y resistencias.
13. Eliminar la señal de la subportadora auxiliar o subsidiaria.
14. Véase la Fig. 6-23.
15. Capacitores con pérdidas, abiertos o en corto circuito; transistores o diodos con pérdidas; resistores que han cambiado de valor.

Capítulo 7

1. De 3:1.
2. Es de 365 pF.
3. Obtener máxima salida en el extremo de baja frecuencia de la banda.
4. Por medio de cristales.
5. Es de 5 wats de entrada a la etapa final.
6. Utilizando circuito limitador de ruidos.
7. Antenas telescópicas verticales.
8. La impedancia de entrada es de 50 ohms.
9. Puede llegar a 1:5.
10. No mayor que 0,005 %.
11. Control del umbral del silenciador.
12. Que no hubiera salida, que estuviera siempre al máximo o que no se pudiera regular.
13. Que las secciones de señal de entrada trabajan.
14. La salida disminuye gradualmente, hasta corregir la sintonía.
15. Véase la página 163.

Capítulo 8

1. Un oscilador muy estable, que no está controlado por cristal, por lo que admite variaciones de frecuencia a voluntad.
2. Un oscilador de frecuencia variable que permite recibir, por heterodinado, señales de onda continua pura.
3. Protección contra sobrecargas debidas a la proximidad de algún transmisor.
4. La que produce una señal de frecuencia diferente a la que se sintoniza, pero que puede heterodinarse con el oscilador local dando una frecuencia igual a la intermedia.
5. Telegrafía, AM, FM, banda lateral única, radio-teletipo y TV.
6. Una etapa empleada para separar otras dos, por ejemplo un oscilador de un amplificador final.
7. Trabajar con una frecuencia superior a la del oscilador.
8. Relación de ondas estacionarias de tensión. Es la relación entre la tensión máxima instantánea y la mínima en una línea de transmisión.
9. Midiendo la ROET.
10. Utilizar un watímetro de RF; emplear una antena artificial y medir la tensión entre sus extremos, calculando la potencia $W = E^2/R$.
11. Oscilaciones perjudiciales, de frecuencia superior o inferior a la que se desea.
12. Transformándolas en etapas con alimentación en serie.
13. Es un desplazamiento de frecuencia de la portadora, que se produce al manipular.
14. Circuitos mal construidos, calentamiento excesivo, poca ventilación.
15. Se coloca una sonda de RF cerca del circuito tanque del colector, ajustando el capacitor de neutralización hasta tensión cero sin excitación a la entrada del amplificador.
16. Porque los frentes de la onda de manipulación son abruptos.
17. Modulación por colector, por emisor y por base.

Capítulo 9

1. Ampliar el alcance de las comunicaciones.
2. El ancho de banda está limitado a 16 kHz.
3. Se coloca el varicap en paralelo con el tanque del oscilador; las tensiones de modulación varían la capacitancia de aquél, y por lo tanto la frecuencia.
4. Una onda senoidal pura no tiene armónicos; la salida de un rectificador tiene únicamente armónicos impares; una onda en diente de sierra tiene armónicos pares e impares.
5. Circuito intermedio es el que está sintonizando al segundo armónico y trabaja como conformador de ondas.
6. Una señal entrecortada de salida.
7. Un resistor de alta disipación, no inductivo, cuya resistencia óhmica equivale a la impedancia de la antena.
8. Mediante una antena artificial y un watímetro de RF.
9. La modulación indirecta o de fase produce FM sin variar la frecuencia del oscilador.
10. Se conecta un miliamperímetro de corriente continua a la base del transistor de la etapa separadora (desconectando la etapa final) y sintonizando hasta obtener máxima corriente. Se comprueba la frecuencia de trabajo. Se sintoniza el amplificador final, con acoplamiento débil hacia la antena. Se lleva al máximo la corriente de base del amplificador final. Se acopla normalmente la antena, volviéndose a comprobar la corriente de emisor.
11. El producto de la corriente de señal del colector por la tensión.
12. Conectar capacitores de paso a tierra de 5 pF y tal vez conectar en serie con la línea bobinas de choque.
13. Emplear resistores para las bujías, o cables especiales; capacitores de paso en el primario de la bobina de encendido, en el inducido del generador; dispositivos anti-estáticos en las ruedas; capacitores de paso en los instrumentos del tablero; conectar eléctricamente todos los elementos de la carrocería.

Capítulo 10

1. Es de 2,182 MHz.
2. Empleando tonos de modulación de 460 a 1260 Hz.
3. Es de 500 kHz.
4. Han de ser muy seguros, robustos y estar bien matenidos.
5. Véase la Fig. 10-7.
6. Es de ± 100 Hz.
7. Compensar pequeños errores de frecuencia.
8. Véase la Fig. 10-14.
9. Medir la potencia de pico de envolvente.
10. La alineación de los equipos de BLU es crítica, y se realiza en primer lugar, en vez de hacerlo al final.
11. Mediante un generador de señales y un voltímetro para tensión alterna.
12. Debe tener como mínimo 15 dB.

13. Se sintoniza al canal de frecuencia más alta, la salida de RF del generador se fija en 1 μV, con modulación de 1 kHz; se ajusta el control de volumen hasta lectura O dB del instrumento. Se lleva fuera de sintonía al generador y se lee entonces la indicación del instrumento.
14. Se conecta a la salida un frecuencímetro digital en paralelo con un voltímetro transistorizado o de válvulas. Se sintoniza el generador para obtener salida máxima y luego a ambos lados, hasta que la salida disminuya 3 dB. Se lee entonces la frecuencia. Ha de obtenerse aproximadamente 350 Hz y 2300 Hz.

Capítulo 11

1. La necesidad de utilizar amplificadores de RF lineales.
2. Desperdiciar la mitad de la potencia.
3. No lo es, porque la antena no trabaja como circuito resonante.
4. Véase la Fig. 11-6.
5. Empleando varias antenas en diferentes lugares, conectando todas las salidas a un mezclador. Es la recepción en diversidad.
6. Es un conducto metálico porque circula la energía de alta frecuencia.
7. Por métodos parecidos a la formación de un haz luminoso.
8. Una estación que recibe señales y las retransmite con mayor nivel de potencia
9. Véase la Fig. 11-13.
10. Véase la Fig. 11-14.
11. Véase la Fig. 11-18.
12. Es de 40 MHz.
13. Puede emplearse, por heterodinado.
14. Mediante el puente de Whwatstone.
15. Una unión sin resistencia entre conductores.
16. Cuando hay que localizar el lugar donde un conductor ha tomado contacto con tierra.
17. Se conoce la capacitancia de los cables por 100 metros, por ejemplo. Midiendo la capacitancia con el puente, se calcula el lugar del corte.

Capítulo 12

1. Tamaño, peso, seguridad, potencia de salida, sensibilidad de los receptores.
2. Para obtener la máxima relación señal-ruido posible.
3. Porque tiene muy bajo nivel de ruido propio y puede procesar señales hasta 10^{-19} wats.
4. Enfriándolo con helio líquido, hasta alcanzar casi el cero absoluto.
5. Es de 3000 veces con una longitud de onda de 5 cm y un ancho de banda de 25 MHz.
6. Véase la Fig. 12-6.
7. Medir la ROE.
8. Un indicador que se desplaza a lo largo de una guía de ondas y permite medir la tensión o la corriente; la relación entre la máxima y la mínima es la ROE.
9. Cuando la ROE es casi igual a 1:1.

10. Un puente para microondas con un brazo cuya resistencia varía proporcionalmente a la potencia de microondas que lo atraviesa.
11. Poca potencia de salida, poca sensibilidad, trabajo fuera de frecuencia, corrimiento de frecuencia, distorsión en la reproducción de la voz y funcionamiento intermitente.
12. Poca potencia de salida del oscilador maestro, humedad o corrosión de las guías de ondas, averías mecánicas en éstas.
13. Diodo modulador con poca relación entre las resistencias directa e inversa, algún transistor defectuoso, capacitores con fugas, otros componentes defectuosos, falta de alineación.
14. Semiconductores defectuosos, averías en la antena, terminación inadecuada en la guía de ondas, contactos con resistencia en la sección de entrada.

Capítulo 13

1. Los receptores para automóvil necesitan más sensibilidad y un buen sistema de CAG.
2. Puede tener hasta 100 miliwats.
3. La falta de respuesta a las bajas frecuencias.
4. La recepción de comunicaciones de policía, bomberos, defensa civil e informes metereológicos.
5. La que recibe una señal con una frecuencia determinada y la entrega a la salida con otra diferente.
6. En un equipo que trabaja con desplazamiento de frecuencia, transmitiendo y recibiendo mediante una máquina teleimpresora.
7. Para la transmisión y recepción de dibujos, mapas y material gráfico en general.
8. Es un transmisor radiotelefónico en miniatura.
9. Unos 50 metros.

Indice Alfabético

A

Acoplador direccional, 273
Adaptadores, guía de ondas, 244
AF, ondas, 193
Aficionados, receptores para, 52
Alimentación en paralelo, 180
  en serie, 180
Alineación, 226
  de circuitos sintonizados de FM, 124
  procedimiento, 131
AM, CAG, 125
AM-FM, receptores, 43
AM, receptor, 39
  diagrama en bloques, 39
AM, rechazo, 199
Amplificación, 31
  de RF, 64
Amplificador Maser, 255
Amplificadores, características, 31
  clase A, 78
  clase B, 78
  clase C, 78
Amplificador con circuito integrado, 100
Amplificadores de audio, 77
  de FI, 70
Analizador de espectros, 204
Ancho de banda, disminución, 72
Angulo crítico, 15
Antena artificial, 178
  con plano de tierra, 155
  de cuadro (ferrita), 125
  rómbica, 233
  transmisora, 11
  horizontal, 14
Antenas, eficacia, 25
  de abertura, 236, 255
  principios, 22
  telescópicas, 155
Apolo, misión, 54
Apolo, traje espacial, 26
Audífono, 18
Automóviles, receptores para, 43
Aviación, receptores, 50

B

Banda ciudadana, canales, 160
  antenas dipolo, 167
  transceptor, diagrama, 167
Bandas de frecuencia, 21
Bandas, espectro de frecuencias, 256
Banda lateral inferior, 214
  superior, 214
  con portadora piloto, 215
Banda lateral, portadora suprimida, 213
  portadora parcialmente suprimida, 215
Banda lateral única, receptores marítimos, 221
  transmisores, 212
Binaural, audición, 51
Bipolares, transistores, 94
BLU, comunicaciones, 214
  funcionamiento, 220
  receptor, 52
  transmisor, 226
  portadora suprimida (transmisor), 216
Bolómetro, 271

C

CAG, 67, 240
  sistema, 275
  tensión, 200
Campo de inducción, 34
Capacitancia parásita, 244-251
Capacitor variable, 35
Capacitores defectuosos, 84
Circuitos alimentados en serie, 180
  paralelo, 180
Circuito explorador, 283
  lógico, 285

Circuitos integrados, 97
FM, 114
amplificadores, 99
Circuitos receptores, 32
Coaxial, cable, 175
Comprobación rápida, 83
Comunicaciones bilaterales, 47
equipos, 189
receptores, 199
Comunicaciones espaciales, 53
Control automático de frecuencia, 123-240
Control de tono, 119
Conversión de frecuencia, 41
Conversor y mezclador, circuitos, 66
Convertidor para dos metros, 286, 287
Corto circuito directo, cuadrafonía, 153-42

D

Decibel tabla, 69
Decodificación estereofónica multiplex, 142
Decodificador multiplex MPP, 267
Defectos de manipulación, 183
Demodulación, detectores para AM, 75
Demodulador equilibrado, 222
Desacentuación, 119
Detección de envolvente, 142
Detección por transistor, 76
Detector, 19
de relación, 128, 131
de ondas progresivas, 268
para microondas, 269
superregenerativo, 165
Diagrama de radiación, 233
Diodo detector, 74
Dipolo, antena, 22
longitud de onda, 22
Discriminador, 42, 244
equilibrado, 121
Disipador de calor, 102
Disparador de Schmitt, 202
Distorsión, 90, 221
armónica, 149
medición, 149
de audio, 274
Doble banda lateral, 215

E

Equipos móviles, 208
de emergencia, 211
para comunicaciones bilaterales, 204
para servicio marítimo, 223
Espectro de frecuencias, 137
Estereofonía multiplex, 133
reproducción, 42
transmisión, 137

F

Facsímil, modulación, 290
principios, 290
Farad, 28
Ferrita, inductores, 27
FI, transformadores, 61
capacitores de acoplamiento, 61
Filtrado, alimentación, 90
Filtro de banda lateral, 219
de desacoplamiento, 90, 91
de paso bajo, 130
RC de paso bajo, 262
FM de banda angosta, 200
FM, receptor para radiodifusión, 43
FM-AM, receptores, 124
FM, FI, 115, 116
FM, receptor, 39
diagrama en bloques, 39
ventajas en las comunicaciones, 40
reparación, 126
FM, transmisor, 191
sintonizadores, 110
Frecuencia internacional de llamada y socorro, 211
Frecuencia central, 194
portadora en microondas, 243
Frecuencímetros, 272
Frecuencímetro digital, 206
Funcionamiento intermitente, 274

G

Generador de ruido, 161
de señales, 57
Guía de ondas, 259

H

Henry, 28

I

Inscriptor X-Y, 260
Intensidad de campo, 7
Interferencias, 16, 274
  supresión, 109
Inyección de señal, 128
  pruebas, 57

J

Junturas semiconductoras, relación de resistencia directa a inversa, 106

K

Kenelly-Heaviside, capas, 14

L

Limitación, 42
Líneas de transmisión, 176
Línea visual, 24

M

Marcadores, 130
Maser de ondas progresivas, 259
Mediciones en microondas, 272
Mezclador heterodino, 68
Micrófono, 20
  dinámico, 155
Modulación, BLU, 45
Modulación de amplitud, 11, 21, 155
  y de frecuencia, comparación, 109
  detectores, 74
Modulación de fase, 205
Modulación, inconvenientes, 165
  dificultades, 183
  envolvente, 20
Modulador equilibrado, 217
  en puente, 218
Modulación por base, 185
  por colector, 185
  por emisor, 185
  por pulsos, 262
MOSFET protegido, 96
Multiplicadores de frecuencia, 244
Multímetro, 102

N

Neutralización de etapas de, 73
  dificultades, 182

O

Onda continua, transmisor, 174
Onda cuadrada, 197
Ondas de radio, 17
  atenuación, 17
  recepción, 17
  transmisión, 17
  velocidad, 17
Ondas de RF, 193
Ondas electromagnéticas, polarización y transmisión,
Onda en diente de sierra, 198
Onda terrestre, 16
  absorción, 16
  intensidad, 17
  reflexión, 16
Ohmetro, 34
Oscilaciones parásitas, 181
Oscilador de batido, 168
  de frecuencia variable, 168
  modulado en frecuencia, 193
Osciloscopio, controles, 86

P

Perlas de ferrita, 260
Plaquetas de circuito impreso, 103
Portadora atenuada, 220
Cortadora, frecuencia, 204
  supresión, 216
Portadora piloto, 220
Potencia de pico de envolvente, 223
Potencia de salida, 178
Preacentuación, 118
Propagación, 12
Prueba de anillo, 249
  de separación, 145
  por comparación, 86
Puente de capacitancias, 251

R

Radar, bandas de frecuencias, 257
Radio enlaces por microondas, 249
Radiotelefonía, 21
Radiotelefonía comercial, receptores para BLU, 240
  frecuencias, 231
  reparación, 248
  transmisores, 238

Radioteléfonos portátiles, 47, 278
Radio-reloj, 37
Radio-teletipo, 288
Recepción entrecortada, 200
intermitente, 163
Receptores, características de trabajo, 91
Receptor con exploración, 283
Receptor para tres bandas, AM, 153
Receptor de bolsillo, 37
portátil, AM, 278
Rectificadores de onda completa, 196
Relación de ondas estacionarias, 268
señal-ruido, 228, 273
Reparación, 32
circuitos estereofónicos multiplex, 145
circuitos para varias bandas, 162
equipos para microondas, 268
equipos para radio aficionados, 168
Reconstitución, onda modulada, 268
Reparación de receptores, 56
Repetidores para microondas, 247
Reproductor fonográfico inalámbrico, 291
Resistores, código de colores, 34
Respuesta, amplificador de FI, 71
de frecuencia, curvas, 28
ROET, medidor, 178, 205
Ruido, 208
de motor de canoa, 87
de salida, 163

S

Seguimiento de señal, 162
Selectividad, 28
de un sintonizador, 30
Semiconductor, diodo detector, 20
Sensibilidad, 226, 228
Señal subsidiaria, 148
trampa, 148
Silbidos, 148
Silenciador, abierto, 284
trabajo, 199
Sintonización y resonancia, 27
Sobrecarga, 88
por señales intensas, 162
Soldaduras, 103
Sondas de baja capacitancia, 84, 226
Subportadora de 1 kHz, 137
de 38 kHz, 137
Substitución de señal, 83, 162
Superheterodino, principios, 40
diagrama en bloques, 40
Superheterodino controlado por cristal, 155
oscilador, 156
Superheterodino de conversión simple, 171
de doble conversión, 171
diagrama en bloques, 49
Supresores, 208

T

Telegrafía por onda continua, 170
Teleimpresora, cinta perforada, 289
Telemetría, sistemas, 260
Termistor, 80
Transceptor para BC, tres canales, 154
Transistores bipolares, símbolos, 95
de efecto de campo, 93
prueba, 35, 83
unijuntura, 284
Transmisiones, clasificación, 288
Transmisión fuera de frecuencia, 164
Transmisor miniatura, 293
Transmisores para aficionados, reparación, 178
Triodo tipo faro, 245

U

Umbral, 202
Unión Internacional de Telecomunicaciones, 204, 210

V

VHF, FM, receptor con exploración, 284

Este libro perteneció
al Sr. Néstor Gilardón,
y me fue donado por su viuda,
por sugerencia de nuestro amigo mutuo,
el Sr. Jorge Casalía.

Digitalizado por
Pato del Averno,
en Buenos Aires, 2025,
sin fines de lucro,
para fines educativos,
con gratitud hacia sus dueños,
autores, y editores originales
y sus descendientes.